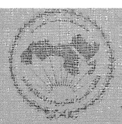
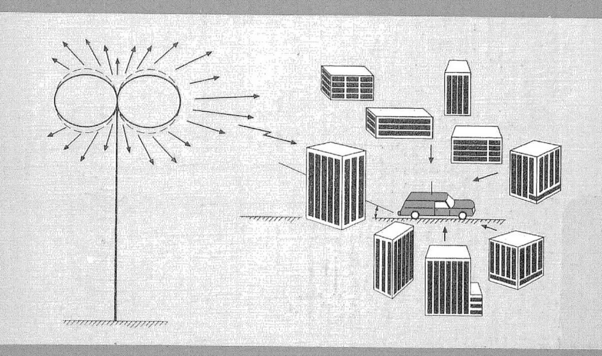
المنظمة العربية
للتربية والثقافة والعلوم



المركز العربي
للتعريب والترجمة والتأليف والنشر

الاتصالات الراديوية المتنقلة

أسس التصميم



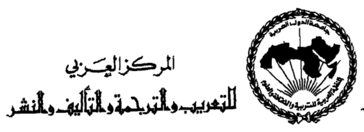
ترجمة
الدكتور المهندس
زياد سيد سليمان

مراجعة وتدقيق
المهندس أحمد مرسي نفاخ

دمشق - ج.ع.س

1993

المنظمة العربية
للتربية والثقافة والعلوم



الاتصالات الراديوية المتنقلة

أسس التصميم



﴿ قل هل يستوي الذين يعلمون والذين لا يعلمون ﴾

الاتصالات الرّاديويّة المتنقلة

أسس التصميم

وليم . لي

ترجمة
الدكتور المهندس
زياد سيّد سليمان

مراجعة وتدقيق
المهندس أحمد مرسي نفّاخ

Mobile Communications Design Fundamentals

William C. Y. Lee

هذا الكتاب هو ترجمة للأصل الانكليزي المبين أعلاه بإذن رسمي من الناشر صاحب الحق :
JOHN WILEY & SONS, INC.

الاتصالات الراديوية المتنقلة - أسس التصميم
المترجم : الدكتور المهندس زياد سيد سليمان
المركز العربي للتعريب والترجمة والتأليف والنشر بدمشق.
دمشق - ص.ب: 3752 ج.ع.س .
1/11/1993/ ع

التنضيد والاخراج : قسم التوثيق والنشر في المركز العربي للتعريب بدمشق.
بلاكات وتنفيذ : يوسف أيوبية - دمشق - هاتف 3338927-3332586

تقديم

يصدر المركز العربي للتعريب والترجمة والنشر – وبفخر واعتزاز الترجمة العربية لكتاب "أسس تصميم الاتصالات الراديوية المتنقلة" الطبعة الثانية – عام 1993 لمؤلفه الاستاذ الدكتور وليام سي – واي – لي أحد العلماء البارزين في هذا الاختصاص من هندسة الاتصالات ، وهذا النوع من الاتصالات المتنقلة والمسمى الاتصالات الخلوية هو الآن المشروع الهام الذي توليه مجموعة الدول الأوربية أهمية كبيرة ، اذ ستوحّد شبكات هذا النوع من الاتصالات وتتكامل لتشمل دول أوربا بدءاً من الدول الاسكندنافية شمالاً وحتى البرتغال جنوباً .

ويضم الكتاب أحد عشر فصلاً :

الفصل الأول : وهو بعنوان "بيئة الراديو المتنقل" وفيه يشرح المؤلف الاشارات الراديوية وطرائق تمثيلها وخسارة مسار الانتشار ومسبباتها والخفوت السريع والبطيء ومسبباتهما وتصنيف القنوات وأثر الطقس وتعريف المصطلحات واستعمالاتها .

الفصل الثاني : وفيه يشرح المؤلف التنبؤ بخسارة الانتشار وفلسفته وكيفية الحصول على معطيات الانتشار المفيدة من القياسات وتنبؤ الانتشار فوق أرض منبسطة ثم خسارة الانتشار فوق أرض هضبية ويتعرض الفصل الى نموذج التنبؤ للخلية الصغرية Micro Cell .

الفصل الثالث : ويعالج الخفوتات وحساباتها وطرائق تقليلها ويستعرض الخفوت المطالي والتعديل الطوري والتعديل الترددي PM و FM والخفوت الانتقائي والتعديل الترددي العشوائي . كما يشرح طرائق التنوع Diversity وتقنيات جمع فرعات التنوع، ومعدل خطأ البتات ومعدل خطأ الكلمات في بيئة خفوت وحساب شدة الاشارة فوق سوية معينة لوحدة متنقلة مستقرة في الخلية والتعديل وحيد الجانب SSB .

الفصل الرابع : ويعالج موضوع التداخل في الاتصالات الراديوية المتنقلة ويتطرق المؤلف الى موضوع تداخل القناة المشتركة والقناة المجاورة وموضوع التعديل البيني .I.M وموضوع النواتر المحلية وأقطارها وأثرها على الاتصال والمواضيع الآخرى ذات الصلة.

الفصل الخامس : ويشرح خطط الترددات ومخططاتها المرافقة ويبحث موضوع تعدد القنوات بالتقسيم الترددي والتقسيم الزمني ونشر الطيف والقفز الترددي وإعادة استعمال التردد .

الفصلان السادس والسابع : يبحث المؤلف في هذين الفصلين معلمات التصميم وعناصره الأساسية مثل مواقع الهوائيات والمباعدة بينها وضجيج المحيط وسوى ذلك.

الفصل الثامن : ويعالج موضوع التشوير وبلوغ القناة ومعايير تصميم التشوير وتخصيص القنوات وسعة التبديل .

الفصل التاسع : ويبحث تقنية تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز (الشفري) في النظام الخلوي CDMA ولماذا نستخدمها ويتطرق الى العناصر الرئيسة في التصميم الخلوي والى تقنيات النشر في التعديل .

الفصل العاشر : ويشرح أنظمة الخلايا الصغرية Micro Cell وأنواعها وسعاتها وجودة الصوت فيها .

الفصل الحادي عشر : ويستعرض نظم الاتصالات المختلفة ذات العلاقة كخدمة الاتصالات الشخصية .P.C.S ونظم الهاتف المحمول والاتصالات من الجو الى الأرض ونظام الاتصالات المتنقلة الأرضية بوساطة السواتل (التوابع الصنعية) .

من خلال فصول هذا الكتاب يتبين لكل مختص شمولية ودقة وسلاسة هذا الموضوع وأهميته بالنسبة لاقطار الوطن العربي بخاصة .

وللاستاذ وليام لي مؤلفات عدة بهذا الموضوع ، إلاّ أن المركز العربي للتعريب اختار هذا الكتاب الحديث لأنه تطبيق عملي واستخدام مباشر للرياضيات ونظريات الاحتمالات والتوزيعات الرياضية باسلوب شيق.

إن أكثر من نصف محتويات هذا الكتاب جاء من أبحاث المؤلف نفسه .

إن هذا الكتاب يضع بين أيدي المصممين والباحثين وطلاب الدراسات العليا في هندسة الاتصالات أحدث ماتم التوصل اليه في هذا الموضوع الشيّق ذي التطبيق المباشر الحقلي ، يمكن استخدام الكتاب ككتاب منهجي لطلاب الدراسات العليا ، ومرجعي لمهندسي ومصممي نظم هذا النوع من الاتصالات الراديوية.

وقد عهدنا ترجمة هذا الكتاب ومراجعته وتدقيقه الى اثنين من كبار الممارسين والمتمرسين في علوم الاتصالات وهما : السيد اللواء الدكتور المهندس زياد سيد سليمان، والاستاذ المهندس أحمد مرسي النفاخ . فاليهما الشكر والتقدير والعرفان على الجهود المبذولة من كل منهما ترجمةً ومراجعةً وتدقيقاً وتعريباً واختياراً أمثل للمصطلحات العلمية العربية وإضافة ثبت لهذه المصطلحات في نهاية الكتاب .

كما يتوجه المركز العربي للتعريب والترجمة والتأليف والنشر بالشكر الى كل من الاستاذ ماهر أبو الذهب ودار النشر الامريكية جون وايلي للسعي والسماح لنا باذن خطي بترجمة هذا الكتاب الى اللغة العربية .

إن هذا الكتاب يضيف لبنة جديدة ورائدة الى مكتبتنا العربية ويزوّدها بأحدث ماتوصلت اليه علوم الاتصالات الراديوية المتنقلة حتى الأن .

والله نسأله أن يوفق جميع المخلصين والمهتمين في تعريب العلوم والتقانات والتقنيات الحديثة وخاصة في مجالات التعليم العالي الجامعي الى مافيه خير هذه الأمة فهو الموفق وهو من وراء القصد .

الأستاذ الدكتور المهندس أحمد عمر يوسف
مدير المركز العربي
للتعريب والترجمة والتأليف والنشر

مقدمة

منذ قرن من الزمان فشل الكسندر جراهام بيل بالحصول على التمويل اللازم لانتاج اختراعه الجديد ألا وهو الهاتف طرفية الاتصالات على الرغم من دهشة زوار معرض أونتاريو آنذاك بهذا الاختراع ، حتى أن امبراطور البرازيل صاح من دهشته قائلاً "ياإلهي إنه يتكلم" . وخلال قرن لم يكتف المستثمرون بخدمات الهاتف البسيطة بل ازدادت طلباتهم واحتياجاتهم لإمكانيات اضافية كبيرة لم تتوقف عند حد ، ومنها تحرر جهاز الهاتف من ثبات مكانه على جدار المكتب أو البيت حيث يتصل مع سلكي دارته وقد ذلك على مراحل فنشأ أولاً نظام الاستدعاء وهو نظام النداء الشخصي الانتقائي باتجاه واحد أي باتجاه المطلوب ، وقد تطور هذا النظام ليحمل رسالة محددة جداً بأرقام وحروف ضمن فترة ارسال 10 ثوان فقط لاستدلال المطلوب، ولما كانت هذه الامكانية لاتلبّى الحاجات المتزايدة للمستثمرين فقد نشأ نظام النقاط الهاتفية الذي يؤمّن الاتصال باتجاهين ضمن منطقة محددة جداً لاتتعدى مئات الأمتار عن طريق مبدلة فرعية خاصة وكان من سيئات هذا النظام كبر حجم الأجهزة الانتهائية وثقل وزنها ولما حُلّت هذه المعضلة تطور هذا النظام الى الهاتف اللاسلكي حيث ازدادت سعة المبدلة (محطة القاعدة) الى 40 قناة راديوية تنتقى القناة الراديوية الخالية من التداخل لتُخصص للمشترك الطالب ويمكن تبديلها إذا اعتراها تداخل قوي ، غير أن الطالب يجب أن يتواجد ضمن منطقة عمل محطة القاعدة هذا ـ يتم التحرر كليا ًمن مكانية الجهاز الهاتفي ، وفي خطوة التطور التالية نشأ نظام الهاتف الخلوي الذي يؤمن الاتصال بالاتجاهين في مناطق عمل واسعة تزداد اتساعا ًحتى لتشتمل قارة بأكملها مثل نظام المجموعة الخاصة المتنقلة GSM الذي سيعم القارة الأوربية ، ويتواجد من هذا النظام عدة أنظمة عاملة في العالم وقد ساعدت التقنيات الحديثة لأن يكون وزن الجهاز وحجمه وكلفته كلها معقولة ومقبولة جداً. يؤمن هذا النظام الاتصال ببعدين حتى الآن وينتظر ادخال البعد الثالث (الارتفاع) في القريب العاجل بعد السيطرة الكاملة على جميع مشاكل الاتصالات الأرضية .

يبحث هذا الكتاب في أسس تصميم الاتصالات الراديوية المتنقلة والعوامل الأكثر أهمية التي تؤثر على سيرالاتصالات من توصيف للأقنية الراديوية التناثرية والخافتة وطرائق تقليلها وحساب القدرات اللازمة لتأمين الاتصالات في مختلف البيئات وتأثير التداخل على تصميم النظام والاستخدام الأمثل للطيف الترددي ، وقد بين ذلك رياضياً وتجريبياً وقُورنت النتائج التجريبية مع الحلول الرياضية ووضّحت الفوارق إن وجدت .

سيكون هـذا الكتـاب أحـد المراجـع العربيـة القليلـة جـداً في هـذا المضمـار وسيحتاجه المهندسون الدارسون لمثل هذه النظم والمصممون والموصفـون لهـا إذا مـاأريد ادخالها في الأقطار العربية . اضافة لهذا فإن مافيه من معلومات حـول التقنيـات الواجـب توفرها في النظم العاملة لحل مشاكل الاتصالات المتنقلة تغني معلومات المهتمين في مجـال الاتصالات وتوسعها بصورة عامة .

أودّ أن أذكر بمزيد من الشكر والعرفان الذين ساهموا باخراج هذا الكتـاب الى حيز الوجود بشكله الحالي وهم :

– المركز العربى للتعريب والترجمة والتأليف والنشر حيث قدم جميع التسـهيلات الممكنـة لاصدار الكتاب وتابع طباعته وتنقيحه وأشرف على اصداره .

– الدكتور المهندس أحمد عمر يوسف مدير المركز الـذي تـابع اصـدار الكتـاب خطـوة فخطوة وكان المرجع الفصل في كل ما اختلف فيه.

– المهندس أحمد مرسى نفاخ الذي قام مشكوراً بتدقيق الترجمـة علميـاً ولغويـاً وصحـح كثيراً من المصطلحات الواردة فيه وراعى بذلك المصطلحات والتعابير السائدة في معظـم الأقطار العربيـة معتمـداً الاسـناد العربى الصحيـح والاشـتقاق الفصيـح مستعيناً بخبرتـه الواسعة في هذا المجال .

وكثيرٌ من العـاملين في المركـز ممـن تضيـق هـذه المسـاحة عـن ذكـر أسمـائهم ، واللـــه ولي التوفيق .

المترجم

د. م. زياد السيد سليمان

1- محيط الاشارات الراديوية المتنقلة

1 - 1 تمثيل الاشارة الراديوية المتنقلة
1 - 2 أسباب الخسارة في الانتشار
1 - 3 أسباب الخفوت
1 - 4 مبدأ التعاكسية
1 - 5 تعريف بالمصطلحات الضرورية وتطبيقاتها

1 - 1 تمثيل الاشارة الراديوية المتنقلة

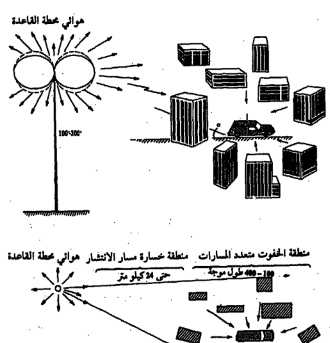
إن الاشـارة الراديوية المتنقلة الموصوفة في هذا الكتاب هي بشكل رئيس الاشارة الأرضية المتنقلة. وبما أن الوسط الراديوي الأرضي المتنقل وحيد ومعقد فإن كثيراً من البحوث قد كرست لهذا المجال. ولكي نستطيع بناء نموذج نظري للاشارة الراديوية المتنقلة دعنا نحاول أولاً فهم محيط الاشارة الراديوية المتنقلة.

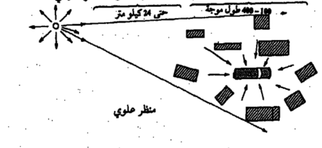
1 - 1 - 1 وصف محيط الاشارة الراديوية المتنقلة

تتأثر آلية انتشار الأمواج مباشرة بأطوال أمواج الترددات المنتشرة، وفي المناطق المعمورة تجد مباني ومنازل باتساع من 18 إلى 30 م وارتفاع من 12 إلى 30 م في المناطق السكنية وتجد مباني أكثر ضخامة وناطحات سحاب في المدن الكبيرة. إذا كانت حجوم تلك المباني والمنازل مكافئة لعدة أمثال من طول موجة التردد المنتشر فإنها تصبح نواثر طبيعية تخلق أمواجاً منعكسة لذلك التردد. لهذا فإن محيط الإشارة الراديوية المتنقلة المعالجة في هذا الكتاب تفترض أن جميع المباني والمنازل هي نواثر طبيعية ما دام ارتفاع الهوائي في المحطة المتنقلة أقل بكثير من ارتفاع المباني والمنازل. عند أخذ هذه الشروط بعين الاعتبار فإن التردد المنتشر يجب أن يكون أعلى من 30 م . هـ ويشكل انتشاراً متعدد المسارات، إذن فمدى التردد في محيط الاشارة الراديوية المتنقلة متعددة المسارات هو 30 م . هـ فأعلى. يكون طول الوصلة بين محطة القاعدة والمحطة المتنقلة عادة أقل من 24 كم، لذا فإن الأفق الراديوي (الخسارة الناتجة عن كروية الأرض) لا يؤخذ بعين الاعتبار. عندما تأتي اشارة التداخل من مسافة اكثر من 24 كم فإن الأفق الراديوي يضاف إلى خسارة المسار وتصبح اشارة التداخل الفعالة أضعف. يساعد تكور الأرض الطبيعي في تقليل التداخل ويصبح تصميم نظام يتعامل مع التداخل بعيد المدى أسهل.

يكون ارتفاع هوائي محطة القاعدة في محيط الاشارة الراديوية المتنقلة عادة بين 30 و 91 متراً في المناطق السكنية والمدن الصغيرة وأعلى من ذلك في المدن الكبيرة. ويكون ارتفاع هوائي المحطة المتنقلة حوالي 3 م. كما يكون محيط هوائي محطة القاعدة عادة خالياً من النواثر، بينما يكون هوائي المحطة المتنقلة مغروساً بينها. تتحدد خسارة مسار الانتشار الكلي وفقاً لطبيعة التضاريس والمحيط الصنعي الذي يقع على مسار الاتصال بين محطة القاعدة والمحطة المتنقلة.

من خلال وصف هذا المحيط نستطيع أن نتخيل أن الجانب المتنقل سوف يستقبل أمواجاً منعكسة كثيرة وموجة واحدة مباشرة. تستقبل الأمواج المنعكسة عند الجانب المتنقل من زوايا مختلفة من جميع الجهات على حد سواء وعلى مدار 360° كما هو مبين في الشكل 1 - 1 . كثيراً ما تتواجد موجة مباشرة تستقبل اشارتها القوية نسبياً، وعلى كل حال لا يمكن تصميم نظام الاتصال المتنقل على أساس هذه الحالة من التفاؤل ولكن يبنى على أساس موجة ضعيفة غير مباشرة تحدث في حواف منطقة التداخل. ينتج عن الأمواج المنعكسة المستقبلة عند المحطة المتنقلة اشارة خافتة متعددة المسارات . تدعى الحالة الموصوفة هذه بالنموذج الاحصائي لرايلي. ستوضح الحالات الاحصائية لرايسيان ورايلي في الفقرتين 1-5-2 و1-5-3 .





الشكل 1-1 وصف محيط الاشارة الراديوية المتنقلة

1 - 1 - 2 تمثيل شدة الحقل

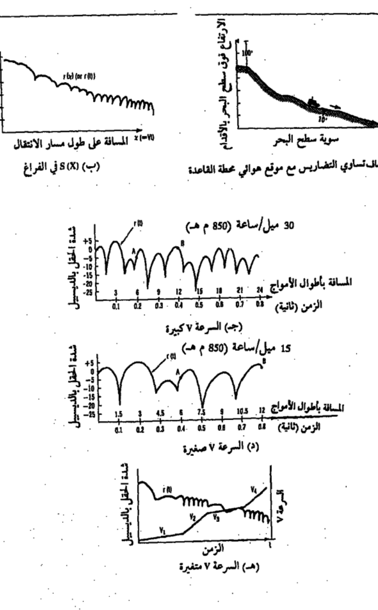
. تمثل شدة حقل الاشارة كدالة للمسافة في الفراغ في الاحداثيات الفراغية أو كدالة للزمن في إحداثيات الزمن. عندما يتحدد ارتفاع هوائي ارسال محطة القاعدة (الشكل 1 - 2 أ) تتحدد معه شدة الحقل كما هو موضح في الشكل 1 - 2 ب (أي شكل الموجة $r(x)$ للاشارة المستقبلة $s(x)$ في اتجاه المحور x في الفراغ). تقاس شدة الحقل في كل نقطة على طول المحور x بواسطة مستقبل متنقل له هوائي بارتفاع محدد فوق سطح الأرض حوالي 3 م (10 قدم). تري شدة حقل الاشارة المستقبلة على طول المحور x تغيرات حادة عندما تكون المحطة المتنقلة بعيدة عن محطة القاعدة. تدرس شدات الحقول $r(x)$ إما من خلال المواقع الجغرافية أو من خلال المعدل الوسطي لأطوال من معطيات شدة الحقول للحصول على ما يسمى الوسطي المحلي عند كل نقطة (انظر الفقرة 1 - 3 - 1). يجب بقاء سرعة المحطة المتنقلة (V) ثابتة طيلة فترة قياس المعطيات. طالما بقيت السرعة ثابتة فإن محور الزمن($t=x/V$) يمكن قلبه إلى محور بعدي. يبين الشكلان 1-2 حـ و 1-2 د شدتي الحقل $r_1(t)$ و $r_2(t)$ بالسرعتين 48 و 24 كم / سا (30 و 15 ميلاً/ساعة) على التتالي. واضح من الشكلين أن تغيرات $r_1(t)$ في الشكل 1 - 2 حـ اسرع بكثير من $r_2(t)$ في الشكل 1 - 2 د. وعلى كل يمكن للاشارتين أن تقارنا بنفس المحور البعدي المبين في الشكلين.

إذا لم تحافظ المحطة المتنقلة على سرعة ثابتة خلال استقبال الاشارة عندئذٍ يجب تسجيل المعلومات عن تغير السرعة مع الزمن. يبين الشكل 1 - 2 هـ شدة الحقل مع سرعات مختلفة. يجب تحويل شدة حقل الاشارة $r(t)$ من الشكل 1 - 2 هـ إلى الشكل 1 - 2 ب قبل معالجة المعطيات.

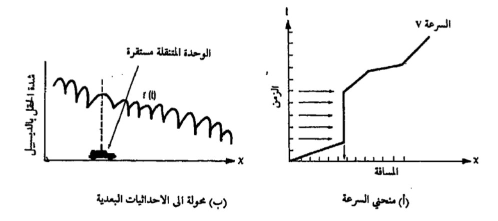
تدعى هذه العملية بتحويل الموازنة للسرعة، يبين الشكل 1 - 3 تقنية هذه العملية. ترقم المعطيات في الاحداثيات الزمنية على فترات متساوية، يستخدم منحنى السرعة في الشكل 1 - 3 أ لتحويل نقاط المعطيات من الاحداثيات الزمنية إلى الاحداثيات البعدية (شكل 1 - 3 ب).

هناك طريقة أخرى لتحويل شدات الحقل من الاحداثيات الزمنية إلى الاحداثيات البعدية وذلك عن طريق تزامن سرعة عجلات العربة مع سرعة تسجيل شدة الحقل، لا تحتاج هذه الطريقة إلى عملية تحويل الموازنة للسرعة. ويعتبر كلا

التمثيلين لشدة الحقل مفيدين. يستخدم التمثيل r(t) في الاحداثيات الزمنية لدراسة ظاهـرة الخفـوت ويستخدم التمثيل r(x) في الاحداثيات البعدية لانشاء منحنيات خسارة مسار الانتشار.



الشكل 1-2 خصائص شدة المجال



الشكل 1-3 تحويل الموازنة للسرعة

1-1-3 تمثيل الاشارة الراديوية المتنقلة

تستقبل الاشارة الراديوية عندما تكون المحطة المتنقلة في حالة حركة. وفي هذه الحالة تراقب شدة حقل الاشارة المستقبلة (وتدعى ايضاً الاشارة الخافتة) بالنسبة للزمن t أو البعد x كما هو مبين في الشكل 1-2. عندما يرتفع التردد العامل تزداد حدة خفوت الاشارة.

يقل متوسط سوية الاشارة الخافتة $\bar{r}(x)$ أو $\bar{r}(t)$ عندما تبتعد المحطة المتنقلة عن مرسل محطة القاعدة، سوف يعرّف متوسط سوية الاشارة الخافتة فيما بعد. يدعى انخفاض متوسط سوية الاشارة بخسارة مسار الانتشار.

1 - 2 أسباب الخسارة في الانتشار

تتعلق خسارة مسار الانتشار في الفراغ الحر بالتردد f والمسافة d فقط وفق العلاقة المبينة في المعادلة 1-2-1.

$$\frac{P_{or}}{P_t} = \frac{1}{(4\pi d/c/f)^2} = \frac{1}{\left(4\pi\frac{d}{\lambda}\right)^2} \qquad 1-2-1$$

حيث c هو سرعة الضوء و λ هو طول الموجة و P_t هو القدرة المرسلة و P_{Or} هو القدرة الملتقطة في الفراغ الحر. وكما هو مبين في المعادلة 1-2-1 فإن الفرق بين قدرتي اشارتين مستقبلتين من مسافتين مختلفتين يصبح كما يلي: ΔP

$$\Delta_P = 10 \log_{10}\left(\frac{P_{or_2}}{P_{or_1}}\right) = 20 \log_{10}\left(\frac{d_1}{d_2}\right) \text{ (dB)} \qquad 2-2-1$$

فإذا كانت المسافة d_2 ضعف المسافة d_1 كان الفرق بين قدرتي الاشارتين المستقبلتين هو:

$$\Delta P = 20 \log_{10}(0.5) = -6\text{dB}$$

لهذا فإن خسارة مسار الانتشار هي 6 ديسيبل / الضعف أو 20 ديسيبل / العقد. الضعف يعني ضعف المسافة والعقد يعني 10 أمثال المسافة. إن 20 ديسيبل / العقد تعني خسارة مسار انتشار مقدارها 20 ديسيبل عندما تزداد المسافة من 3 كم إلى 30 كم.

مثال 1-1: كم ستكون y بالديسيبل / الضعف عندما تحول إلى x بالديسيبل / العقد؟

$$y = x \cdot \log_{10} 2 \qquad 3-2-1$$

إذا كانت $y = 6$ ديسيبل / الضعف فإن $x = 20$ ديسيبل / العقد.

لقد أوضحنا سابقاً في محيط الاشارة الراديوية المتنقلة أن خسارة مسار الانتشار لا تتعلق بالتردد والمسافة فقط، بل وبارتفاع الهوائي في كل من محطتي القاعدة والمتنقلة وبشكل التضاريس وبالمحيط الصنعي أيضاً. هذه العوامل الاضافية تجعل التنبؤ عن خسارة مسار انتشار الاشارات الراديوية المتنقلة أكثر صعوبة. وسوف نتعرض إلى التنبؤ عن خسارة الانتشار في الفصل الثاني.

1 - 3 أسباب الخفوت

أن شدة الاشارة $r(t)$ أو $r(x)$ المبينة في الشكل 1 - 2 ب هي السوية الحقيقية للاشارة المستقبلة بالديسيبل. وباستخدام معارفنا عن أسباب خفوت الاشارة في الدراسات السابقة، يمكننا تقسيم الأشارة المستقبلة $r(t)$ عملياً إلى قسمين وفق أسباب الخفوت: الخفوت طويل الأجل $m(t)$ والخفوت قصير الأجل ($r_0(t)$ على الشكل الآتي:

$$r(t) = m(t) \cdot r_o(t) \qquad 1-3-1$$

$$r(x) = m(x) \cdot r_o(x) \qquad \text{أو} \qquad 2-3-1'$$

1-3-1 الخفوت طويل الأجل ($m(t)$ أو $m(x)$)[2]

الخفـوت طويل الأجـل هو متـوسط أو غلاف الاشارة الخافتة وهو مبين في المنحني المنقط في الشكل 1 -4 أ، ويدعى أيضاً المتوسط المحلي لأن كل قيمة على طول الخفوت طويل الأجل تقابل المعدل المتوسط لشدة الحقل عند كل نقطة محلية . يمكن أن يعبر عن المتوسط المحلي المقدر $\hat{m}(x_1)$ عند النقطة x_1 على المحور x رياضياً بالمعادلة :

$$\hat{m}(x) = \frac{1}{2L}\int_{x_1-L}^{x_1+L} r(x)\, dx = \frac{1}{2L}\int_{x_1-L}^{x_1+L} m(x)\, r_0(x)\, dx \qquad 3-3-1$$

بافتراض أن $m(x_1)$ هو المتوسط المحلي الحقيقي، فعند النقطة x_1 في الشكل 1-4أ يكون :

$$m(x = x_1) = \hat{m}(x = x_1) \qquad x_1 - L < x < x_1 + L \qquad 4-3-1$$

عندما يتم اختيار الطول L بشكل مناسب فإن المعادلة 1 - 3 - 3 تصبح كما يلي :

$$\hat{m}(x_1) = m(x_1) \cdot \frac{1}{2L}\int_{x_1-L}^{x_1+L} r_0(x)\, dx \qquad 5-3-1$$

لكي تتقارب $\hat{m}(x_1)$ من $m(x_1)$ في المعادلة 1 - 3 - 5 يجب أن تتحقق العلاقة التالية :

$$\frac{1}{2L}\int_{x_1-L}^{x_1+L} r_0(x)\, dx \to 1 \qquad 6-3-1$$

يتحدد الطول L بعد الفهم الكامل للخصائص الاحصائية للخفوت قصير الأجل $r_0(x)$.

يحصل خفوت الاشارة طويل الأجل $m(x)$ بسبب أشكال التضاريس والمحيط الصنعي بين محطة القاعدة والمحطة المتنقلة . يمكن تصنيف أشكال التضاريس بما يلي :

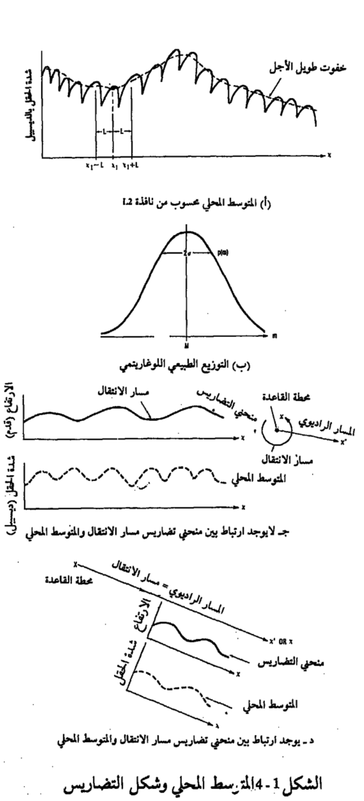
- المناطق المكشوفة

- التضاريس المنبسطة.
- التضاريس التلالية.
- المناطق الجبلية.

ويصنف المحيط الصنعي بما يلي:

- المناطق الريفية.
- مناطق شبه الضواحي.
- مناطق الضواحي.
- مناطق المدن.

تسبب التضاريس الطبيعية تخامد وتراوح المتوسط المحلي للخفوت طويل الأجل، أما المحيط الصنعي فيسبب تخامد المتوسط المحلي فقط. يسبب المحيط الصنعي أيضاً تراوح الخفوت قصير الأجل في استقبال الاشارة. سيوصف الخفوت قصير الأجل فيما بعد. يمكن أن يشكل تراوح الخفوت طويل الأجل الناتج عن التضاريس الطبيعية تحت ظروف معينة توزيعاً طبيعياً لوغاريتمياً نظراً للطبيعة الاحصائية لهذه التغيرات والمبينة في الشكل 1 - 4 ب. هنا يجب أن نفرق بين التعبيرين «المسار الراديوي» و«مسار المحطة المتنقلة»، فالمسار الراديوي هو المسار الذي تسير فيه الموجة الراديوية، ومسار المحطة المتنقلة هو المسار الذي تتبعه المحطة المتنقلة. هناك حالتان موضحتان في الشكلين 1-4 حـ، 1-4 د احداهما عندما تدور المحطة المتنقلة حول محطة القاعدة والأخرى عندما تتحرك المحطة المتنقلة مبتعدة عن محطة القاعدة. في الحالة الأولى تتأثر تغيرات الخفوت طويل الأجل المستقبلة عند المحطة المتنقلة بالتضاريس المحيطة بمحيط القاعدة، وفي هذه الحالة لايرتبط المسار الراديوي بمسار المحطة المتنقلة. وفي الحالة الثانية تتأثر تغيرات الخفوت طويل الأجل المستقبلة عند المحطة المتنقلة بالتضاريس القطرية حيث تسير المحطة المتنقلة باتجاه معين، وهنا يتطابق المسار الراديوي مع مسار المحطة المتنقلة. في الحالة الأخيرة يوجد ترابط قوي بين شكل التضاريس حيث تسير المحطة المتنقلة وبين الاشارة المستقبلة كما هو واضح في الشكل1-4 د، فالاشارة المستقبلة قوية عندما تكون المحطة المتنقلة على رأس التلة وضعيفة عندما تكون في الوادي. يؤثر شكل التضاريس على الانحراف المعياري $\sigma 1$ (الانتشار Spread) للمنحني الطبيعي اللوغاريتمي الذي يمثل المتوسط المحلي للاشارة في تلك المنطقة. تتغير قيمة $\sigma 1$ للمتوسط المحلي بقيم مقدرة بالديسيبل وفق شكل التضاريس.



(أ) المتوسط المحلي محسوب من نافذة 2L

(ب) التوزيع الطبيعي اللوغاريتمي

جـ لايوجد ارتباط بين منحني تضاريس مسار الانتقال والمتوسط المحلي

د ـ يوجد ارتباط بين منحني تضاريس مسار الانتقال والمتوسط المحلي

الشكل 1-4 المتوسط المحلي وشكل التضاريس

2-3-1 الخفوت قصير الأجل ($r_o(t)$ أو $r_o(x)$)

يحصل الخفوت قصير الأجل بسبب انعكاسات المسار المتعدد للموجة المرسلة من قبل النـوائر المحلية كالمنازل والأبنية والمنشآت الصنعية الاخرى، أو العوائق الـطبيعية كالغابات المحيطة بالمحطة المتنقلة، ولا يحصل بسبب المعيقات الطبيعية كالجبـال والتـلال المتـواجـدة بين موقع المرسل وموقع المستقبل. لتوضيح أسباب الخفوت قصير الأجل نفترض وجود مرسل محطة قاعدة ومستقبل محطة متنقلة وهناك خمس حالات توضح هذه الظاهرة.

الحالة الاولى: يبقى مستقبـل المحـطة المتنقلة ثابتاً ويحاط بأشياء متحركة كالجرارات (انظر الشكل 1 – 5 أ). تري الاشارة المستقبلة خفوتاً يعتمد تعداده على حركة سير الجرارات والمسافة بين الجرارات ومستقبل المحطة المتنقلة.

الحالة الثانية: تتحرك المحطة المتنقلة بسرعة (V) ولا يوجد أي ناثر حولها كما هو مبـين في الشكـل 1 – 5 ب، في هذه الحالة تمثل الاشارة المستقبلة بفرض أن الاشارة القادمة تصل بزاوية θ بالنسبة لحركة المحطة المتنقلة وفق المعادلة:

$$s_r = A \exp\left[j(2\pi f_t t - \beta x \cos\theta)\right] \qquad 7\text{-}3\text{-}1$$

حيث تدعى ß رقم الموجة $(\beta = 2\pi/\lambda)$ ، λ هو طول الموجة.

ويمثل الحد $j2\pi f_t t$ الأساس العقدي للتردد المرسل f_t المنتشر في الاحداثيات الزمنية و x هو مسافة الانتقال $(x=vt)$ و V هي سرعة المستقبل المتنقل و A هو اتساع ثابت و ft هو تردد الارسـال أو مايدعى تردد الانتشار. يمكن إعادة كتابة المعادلة 7-3-1 كما يلي:

$$s_r = A\ \exp\left[j2\pi\left(f_t - \frac{V}{\lambda}\cos\theta\right)t\right] \qquad 8\text{-}3\text{-}1$$

وبما أن تردد دوبلر f_D هو:

$$f_D = \frac{V}{\lambda}\cos\theta \qquad 9\text{-}3\text{-}1$$

وأن اتسـاع الاشـارة هو $A = |s_r|$ حيث A ثابت عنـد النطاق الأساسي فإن التردد المستقبل f_r يختلف عن التردد المرسل f_t بمقدار تردد دوبلر f_D أي أن :

$$f_r = f_t - \frac{V}{\lambda}\cos\theta \qquad 10-3-1$$

عنـدمـا تتحـرك المحطة المتنقلة مبتعدة عن المصدر $\theta = 0°$ يصبح التردد المستقبل $f_r = f_t - V/\lambda$ ، وعندما تدور المحطة المتنقلة حول المصدر $\theta = 90°$ يصبح $f_r = f_t$ وعندما تتحرك المحطة المتنقلة باتجاه المصدر $\theta = 180°$ يصبح $f_r = f_t + V/\lambda$.

الحالة الثالثة : تتحرك المحطة المتنقلة بسرعة (V) على طريق بين المرسل وأحد النواثر (انظر الشكل 1-5 حـ) . تمثل الاشارة الآتية من المرسل بالمعادلة 1-3-8 وعندما تكون $\theta = 0°$ تصبح كالآتي :

$$A \exp\left[j2\pi\left(f_t - \frac{V}{\lambda}\right)t\right]$$

بافتراض أن الناثر مثالي والموجة المنعكسة عنه من الاتجاه المقابل $\theta = 180°$ هي :

$$-A \exp\left[j2\pi\left(f_t + \frac{V}{\lambda}\right)t\right]$$

والاشارة الناتجة هي حاصل مجموع الموجتين :

$$s_r = \left(Ae^{-j2\pi\frac{V}{\lambda}t} - Ae^{j2\pi\frac{V}{\lambda}t}\right)e^{j2\pi f_t t} \qquad 11-3-1$$

ويكون غلاف Sr هو |Sr| على شكل موجة مستقرة يعبر عنها بما يلي :

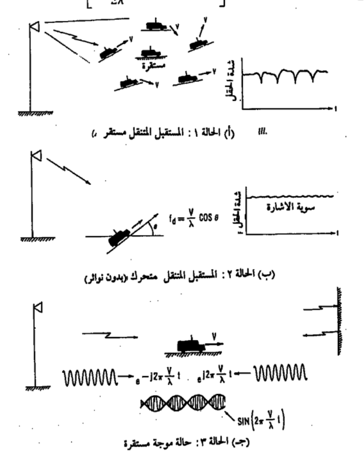
$$|s_r| = 2A\sin\left(2\pi\frac{V}{\lambda}t\right) \qquad 12-3-1$$

مثال 1-2 : أوجد الفرق في رسم أشكال الموجة المستقرة في التدريج الخطي والتدريج بالديسيبل .

المعادلة 1-3-12 هي معادلة شكل موجة مستقرة وقد رسمت بكلا التدريجين الخطي واللوغاريتمي (الديسيبل) كما هو مبين في الشكلين م1-1أ وم1-1ب على التتالي .

بما أنه في هذه الحالة البسيطة يلاحظ المستقبل نمط موجة مستقرة عوضاً عن اتساع ثابت في النطاق الأساسي فإن ظاهرة الخفوت تفسر من طبيعة الموجة المستقرة، إن الشكل النموذجي للخفوف بوجود N موجة منعكسة (N أكبر بكثير من 2) يمكن أن يشاهد في الشكل م 1 ـ 1 جـ وقد شرح في الحالة الخامسة.

مثال 1-3 : تصل موجتان إلى المحطة المتنقلة من اتجاهين مختلفين θ_1 و θ_2 .
يكون اتساع الاشارة المستقبلة هو: $|s_r| = 2A \cos \left[2\pi \frac{V}{2\lambda}(\cos \theta_1 - \cos \theta_2) \right]$.



الشكل 1-5 ظاهرة الخفوت قصير الأجل

الحالة الرابعة: لنفترض أن الموجتين الواردتين ليستا متعاكستين تماماً، ولتكن زاويتا الورود $\theta = 0°$ و $\theta = \theta_1°$ كما هو ظاهر في الشكل 1-5 د ، ولنفترض أن هاتين

الموجتين هما موجتان منعكستان باتساعين متساويين.

باستخـدام المعادلة 1-3-8 لتمثيل كل من الموجتين وبجمعهما يمكن حساب تردد الخفوت الملاحظ عند المستقبل المتنقل كما يلي:

$$\begin{aligned} s_r &= Ae^{j2\pi f_t t}(e^{-j\beta x} + e^{-j\beta x \cos\theta_1}) \\ &= Ae^{j2\pi f_t t} \cdot 2e^{-j\frac{\beta x}{2}(1+\cos\theta_1)} \cdot \cos\left(\frac{\beta x}{2} - \frac{\beta x}{2}\cos\theta_1\right) \end{aligned} \qquad 13-3-1$$

ولتكن $x=Vt$ عندئذٍ يمكن الحصول على تردد الموجة المستقرة fd أو الزاوية ωd من المعادلة 1-3-13 كما يلي:

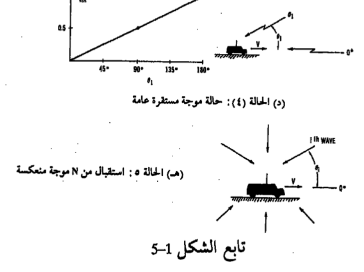
$$\omega_d = 2\pi f_d = \frac{\beta x}{2} - \frac{\beta x}{2}\cos\theta_1 = 2\pi\frac{V}{2\lambda}\cdot(1 - \cos\theta_1)$$

أو

$$f_d = \frac{V}{2\lambda}(1 - \cos\theta_1) \qquad 14-3-1$$

إذا كانت $\theta_1 = 0°$ فإن $fd = 0$ وهـذا يعني ان ترددالخفوت هو صفر عندما ترد الموجتان من نفس الاتجاه، ويكون تردد الخفوت مساوياً إلى V/λ عندما ترد الموجتان إلى المستقبل المتنقل من اتجاهين متعاكسين...

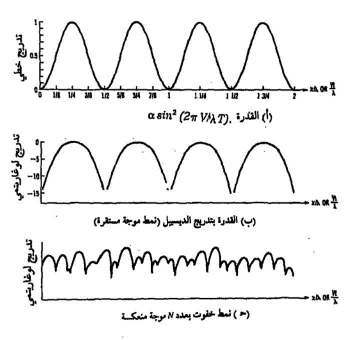
رسمت المعادلة 1-3-14 في الشكل 1-5 د



(د) الحالة (٤): حالة موجة مستقرة عامة

(هـ) الحالة ٥: استقبال من N موجة منعكسة

تابع الشكل 1-5

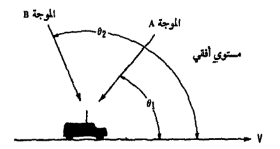


الشكل م 1-1 توضيحات عن الخفوت بتدريجات مختلفة

مثـال 1-4 : يمكن الحصـول على العـلاقة العامة لتردد الخفوت fd لموجتين واردتين بزاويتين مختلفتين θ_1 و θ_2 بالنسبة لحركة العربة كما هو مبين في الشكل م 1-2 بتبديل الحد $e^{j\beta x}$ إلى الحد $e^{j\beta x \cos\theta_2}$ في المعادلة 1-3-13 تكون النتيجة :

$$f_d = \frac{V}{2\lambda}(\cos\theta_2 - \cos\theta_1) \qquad \text{آ} 14\text{-}3\text{-}1$$

إن تردد دوبلر المبـين في العلاقة 1-3-9 يختلف بشكل عام عن تردد الخفوت المبين في العلاقة 1-3-14 . ويكون تردد دوبلر هو نفسه تردد الخفوت فقط في حالة $\theta_1 = 180^\circ$ ولهـذا يجب الحذر عند استخدام هذين الحدين. يخطىء كثير من الناس في استخدامهما عند مناقشة المسائل المتعلقة بالاتصالات المتنقلة.



الشكل م 1-2 موجتان واردتان بزاويتين مختلفتين

الحالة الخامسة : لنفترض أن N موجة منعكسة ترد من N اتجاه غير محدد باحتمالات متساوية وليس فيها موجة مباشرة، عندئذٍ تكون الاشارة المستقبلة في المستقبل المتنقل هي :

$$s_r = \sum_{i=1}^{N} A_i \, e^{j2\pi f_i t} \cdot e^{j\beta V t \cos\theta_i} \qquad 15-3-1$$

حيث f_i هو التردد المرسل و V هو سرعة المحطة المتنقلة و θ_i هو اتجاه الموجة رقم i الواردة كما هو مبين في الشكل 1-5 هـ .

عند تمثيل اشارة الخفوت فإن A_i متغير عشوائي معقد متوسطه صفر وتباينه (variance) واحد وكذلك θ_i متغير عشوائي من صفر إلى 360°.

تمثل المعادلة 1-3-15 اشارة خفوت. بتضخيم الصورة المبينة في الشكل 1-5 هـ واضافة أزواج عديدة من الأمواج المستقرة (كل منها على نفس الشكل المبين في الحالة الرابعة) عندئذ يمكن الحصول على تردد الخفوت الأعظمي من المعادلة 1-3-14 كما يلي :

$$f_{max} = \frac{V}{\lambda} \qquad 16-3-1$$

والذي هو نفس تردد دوبلر الأعظمي f_D المذكور في المعادلة 1-3-9 .

1-3-3 تصنيف الأقنية

هناك نوعان من النشر في وسط تشتتي هما نشر دوبلر F ونشر المسارات المتعددة δ .نشر دوبلر F بالتردد ونشر المسارات المتعددة δ بالزمن. في الحالة العامة جميع الأوساط مشتتة، وعلى كل يمكن تصنيف خصائص وسط ما على أساس فترة تواجد إشارة الموجة العاملة المرسلة T وعرض نطاقها W ويمكننا أيضاً معاملة جميع الأوساط تأقنية لأن تعريف القناة هو الوصلة التي تصل المرسل مع المستقبل.

الأقنية غير المشتتة :

تتشكل قناة الخفوت غير المشتتة إذا وافق نوعا النشر δ, F الشروط التالية :

$$F << \frac{1}{T} \text{ and } \delta << \frac{1}{W}$$

تدعى قناة الخفوت غير المشتتة أيضا بقناة الخفوت المنتظم غير الانتقائي، في كثير من الأنظمة العملية يتم اختيار قيم T,W بحيث تتحقق الشروط السابقة ويعمل النظام في قناة غير مشتتة.

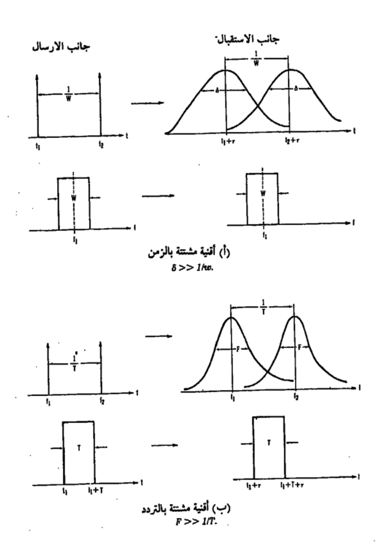
الأقنية المشتتة بالزمن

هذه الأقنية مشتتة بالزمن فقط وليس بالتردد، لكي تكون القناة مشتتة بالزمن يجب تحقق الشروط التالية :

مشتتة بالزمن $\delta >> \frac{1}{W} \text{ and } \delta >> T$ ولكن

غير مشتتة بالتردد $F << \frac{1}{T}$

يبين الشكل 1-6 توضيحات الأقنية المشتتة بالزمن وتدعى كذلك أقنية الخفوت الانتقائي بالتردد وذلك لأنه في نفس الوقت يمكن لاشارة بتردد ما أن تخفت وليس من الضروري أن تخفت اشارة بتردد اخر، وتدعى بعض الأحيان بأقنية الخفوت المنتظم زمنيا.



(أ) أقنية مشتتة بالزمن
$\delta >> 1/w$.

(ب) أقنية مشتتة بالتردد
$F >> 1/T$.

الشكل 1-6 تصنيف الاقنية

الأقنية المشتتة بالتردد

هذه الاقنية مشتتة بالتردد وليس بالزمن، وتعبر الشروط التالية عن الأقنية المشتتة بالتردد:

مشتتة بالتردد $$F >> \frac{1}{T} \text{ and } F >> W$$

ولكن

غير مشتتة بالزمن $\delta << \frac{1}{W}$

تدعى الاقنية المشتتة بالتردد أيضاً الخفوت الانتقائي بالزمن لأن انتقائية القناة تغير اجزاء زمنية معينة من الموجة المرسلة، وتدعى ايضاً الخفوت المنتظم ترددياً لأن جميع المركبات الترددية للموجة المرسلة تشكل بنفس الدالة. يوضح الشكل 1-6 القناة المشتتة بالتردد.

الأقنية ثنائية التشتيت

تخضع مثل هذه الأقنية للخفوت الانتقائي بالزمن وبالتردد معاً والخفوت ليس منتظماً لا بالزمن ولا بالتردد.

1-3-4 تأثير المناخ

يسبب الضباب الأرضي الكثيف أو الهواء البارد جداً على أرض دافئة انكسارات جوية تتغير مع الارتفاع. اذا كان هوائي محطة القاعدة على ارتفاع أقل من 91 م (300 قدم) عن سطح الأرض وكان طول مسار النقل أقل من 23 كم (15 ميلاً) فإن الانكسارات الجوية لاتؤثر في احناء المسار الراديوي عن الخط المستقيم للمسار.

بما أن الأمواج الراديوية تسير في خط مستقيم على مسار النقل فإن الخفوت الانتقائي بالتردد الناتج عن تداخل موجتين أو أكثر غير ممكن الحدوث.

في نظم الاتصالات المتنقلة يمكن في بعض الأحيان أن تأتي اشارة التداخل من مسافة تزيد عن 32 كم (20 ميلاً). في مثل هذه الحالة يمكن لمسار اشارة التداخل أن ينحني ويخفت طبقاً لتغيرات الجو. بصورة عامة تزداد خسارة المسار عند انحنائه مما يساعد في تخفيف مشاكل التداخل عند تصميم النظام.

انعكاس الأمواج الميكروية على التضاريس المغطاة بالثلج:

يمكن أن تقاس درجة انعكاس القدرة بمعامل الانعكاس وهو نسبة الموجة المنعكسة إلى الموجة الواردة. يعني معامل الانعكاس 1 موجة منعكسة كلياً ويعني معامل الانعكاس 0 انه لاتوجد موجة منعكسة. عندما تكون زاوية التماس α (المبينة

في الشكل 1-1) صغيرة (وهذه هي الحال في ظروف الاتصالات المتنقلة) فإن قيمة معامل الانعكاس لموجة منعكسة عن الأرض يكون دائماً قريباً من الواحد بغض النظر عن خصائص الأرض مبتلة أو جافة، بتربة زراعية أو رملية، عليها ثلج أو جليد. يري الجدول 1-1 معطيات عالمية على أمواج ميكروية منعكسة عن ثلوج من أشكال مختلفة عند التردد 4000 م هـ.

الجدول 1-1 قيم معامل الانعكاس على تضاريس مغطاة بالثلج

زاوية التماس	ثلج مستقر بارتفاع 98 سم (39)		ثلج حبيبي بطول 64 سم (25)	
	استقطاب أفقي	استقطاب عموي	استقطاب أفقي	استقطاب عمودي
$\alpha = 2.5°$	0,764	0,7	0,84	0,743
$\alpha < 1°$	1	1	1	1

يكون معامل الانعكاس قريباً من الواحد بغض النظر عن نوع الثلج والاستقطاب ما دامت زاوية التماس أقل من 1° ذكرت في الفصل الثالث، بعض الملاحظات العامة عن معامل الانعكاس. بما أن الموجة المنعكسة عن الأرض تخضع لتغير صفحة قدره 180° فإن محصلة معامل الانعكاس هي (−1).

التأثير الكهرمغنطيسي الناتج عن تراكم الثلج على الهوائي:

في الحالة العامة تتخامد الأمواج المنتشرة داخل الجليد أو الثلج بمقدار يقل عن 0,95 ديسيبل/م تقريباً. إذا كان الهوائي المستخدم قطع مكافىء فإن التخامد الناتج عن سماكة الثلج على قمع التغذية أو طبق القطع المكافىء، أو كليهما يمكن أن يسبب خسارة كبيرة. بما أن طبق القطع المكافىء يستخدم عادة لترددات تزيد على النطاق C فإنه يمكن أن تجدول الخسارة عند التردد 7000 م هـ. وهوائي قطره 1,2 م (3,9) قدم يؤمن ربحاً قدره 38 ديسيبل عند التردد 7000 م هـ. وقد وضعت قيم الخسارة مع سماكة الجليد في الجدول 1-2 .

يمكن أن يرى أن الخسارة الناتجة عن تراكم الثلج على الهوائي تتناسب مع التردد وسماكة الجليد على الجهاز، كما تتأثر أيضاً بحالة الجليد أو الثلج ومكانه على الهوائي.

الجدول 1-2 خسارة التخامد عندما يكون الجليد على الهوائي

جليد/ ثلج متراكم على	خسارة التخامد (ديسيبل)
نصف سطح قطع مكافىء 1 ~ 3 سم	16·~4، (ثلج مجلد)
قمع تغذية بدون الميكا بنافذة 2 سم	7 (ثلج رطب) 2،5 (ثلج مجلد)
قمع التغذية نصف السطح السفلي 2 سم	5 (ثلج مجلد)
قمع التغذية كامل السطح 0،3 سم	6 (ثلج رطب) 4 (ثلج مجلد)

1 - 4 مبدأ التعاكسية

يفيد مبدأ التعاكسية أن شدة حقل الاشارة المستقبلة عند هوائي محطة القاعدة من المرسل المتنقل هي نفسها المستقبلة عند هوائي المحطة المتنقلة من مرسل محطة القاعدة. ينطبق مبدأ التعاكسية في محيط الاتصالات المتنقلة في حالات معينة. يتم تجهيز اختبار ما بعض الأحيان بصورة أسهل بكثير من تجهيز اختبار آخر. يمكن استخدام التعاكسية للتنبؤ عن النتيجة حتى لو كان التجهيز بصورة مغايرة.

يكون هوائي محطة القاعدة دائماً أعلى من معظم ما يحيط به وهوائي المحطة المتنقلة أعلى من الأرض بـ 3 م فقط. وبالرغم من أن الوسط متجانس فإن نسبة الاشارة إلى الضجيج الملتقطة عند المحطة المتنقلة تختلف عن مثيلتها عند محطة القاعدة للسبب التالي:

بما أن الضجيج الصنعي الغالب عليه ضجيج الاشتعال الآلي للعربة (انظر الفصول 6-4 و 7-6) فإن مصدر الضجيج أقرب إلى هوائي العربة منه إلى هوائي محطة

القـاعـدة ولهـذا فإن الضجيج الملتقط في هوائي العـربة أعلى من مثيله في هوائي القاعدة، وبالرغم من تساوي شدتي الاشارتين الملتقطتين في كلا الجانبين (القاعدة والمتنقلة) فإنه باتباع مبدأ التعاكسية فإن نسبة الاشارة إلى الضجيج في كلا الجانبين مختلفة.

لذلـك فإن مبـدأ التعاكسية لنسبة الاشارة إلى الضجيج لا ينطبق في محيط الاتصالات المتنقلة، في كثير من الحالات في محيط الاتصالات المتنقلة لا تكون قيم الخصائص التي حصل عليها عند المحطة المتنقلة هي نفس القيم التي حصل عليها عند محطة القاعدة. وعندما نقول أن مبدأ التعاكسية منطبق فإننا نعني شدة المجال وذلك بافتراض أن المرسلات واللواقط والهوائيات في كلا الجانبين بقيت دون تغيير.

هناك بعض الخصائص الأخرى مثل نسبة الاشارة إلى الضجيج (الفصول 6-4 و 6-7) وعـلاقات الفصل بين الهوائيات (الفصل 6-2) والهوائيات الموجهة (الفصل 4-7) وتأثير تموجات النمط الاشعاعي للهوائي (الفصل 6-3) هي غير تعاكسية. وسندرس هذه المواضيع في فصول قادمة.

1 - 5 تعريف المصطلحات الضرورية وتطبيقاتها

1-5-1 المتوسطات

عند معالجة المعطيات الحقيقية توجد المتوسطات التالية:متوسط العينات $\overline{x}(t)$ والمتوسط الزمني محدود الفترة $\hat{x}(t)$. أما في الاحصاء فتوجد متوسطات المجموعات $E[x]$ والمتوسطات الزمنية غير محدودة الفترة $<x(t)>$.

متوسط العينات $(\overline{x})$.

يحسب متوسط العينات كمتوسط حسابي تقليدي.

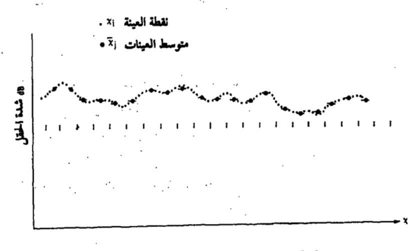
$$\overline{x} = \frac{\sum_{i=1}^{N} x_i}{N} \qquad 1.5.1$$

حيث x_i متغير عشوائي ويجب أن تكون N كبيرة لتكون القيمة $\bar{x}$ متوسطاً ذا معنى.

من المعـادلة 1-5-1 يمكن معرفة توزيع $\bar{x}$. لنفترض أنه توجد مجموعة متغيرات M من x_i حيث $M>>N$. وبعـد حسـاب المتوسط يوجد M/N رقماً من $\bar{x}$. كل من $\bar{x}$ و $\bar{x}_j$

$$\left(\bar{x}_j = \sum_{i=(j-1)N+1}^{jN} x_i/N\right)$$

هو متغير جديد. بغض النظر عن توزيع المتغير العشوائي x_i وما دام الرقم N كبيراً (أكبر من 10) فإن المتغير العشوائي الجديد $\bar{x}_j$ يصبح متغيراً طبيعياً (متغيرا حسب قانـون غـوص). إذا كانـت قيمـة x_i بالديسيبل فإن $\bar{x}_j$ متغير طبيعي لوغـارتيمي كما هو مبـين في الشكـل 1 - 7. سيتم شرح التوزيع الطبيعي اللوغاريتمي في الشكل 1-5-2.



الشكل 1-7 توضيح متوسطات العينات

المتوسط الاحصائي

ويدعى أيضا متوسط المجموعات وهو عندما تقترب N في المعادلة 1-5-1 من اللانهاية .

$$E[x] = \lim_{N\to\infty} \frac{\sum_{i=1}^{N} x_i}{N} \qquad 2.5.1$$

يمكننا تحديد الرقم N بحيث تقترب قيمة x من $E[x]$ حسب المعادلة

$$(E[x] - \bar{x})^2 < \delta \qquad 3.5.1$$

حيث δ خطأ مسموح به ، نفترض في مجال مجموعات العينات أن x_i ، x_{i+1} هما متغيران مستقلان أي لا يمكن التنبؤ بقيمة x_{i+1} من قيمة x_i وبذلك يمكن أن تتحدد قيمة N من

$$\left(\frac{\sum_{i=1}^{N+1} x_i}{N+1} - \frac{\sum_{i=1}^{N} x_i}{N}\right)^2 < \delta \qquad 4.5.1$$

المتوسط الزمني محدود الفترة

عندما تسجل حادثة عشوائية $x(t)$ على مقياس زمني ، يمكن الحصول على المتوسط بالشكل :

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T}\int_0^T x(t)\, dt \qquad 5.5.1$$

وهذا هو المتوسط الزمني الذي نحصل عليه عند استخدام التكامل .

المتوسط الزمني غير محدود الفترة :

عندما تصبح الفترة الزمنية T في المعادلة 1-5-5 لا نهاية نحصل على المتوسط الزمني غير محدود الفترة :

$$<x(t)> = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_0^T x(t)\, dt \qquad 6.5.1$$

بما أن T لا يمكن أن تكون لا نهاية في القياسات الحقيقية علينا أن نحدد الفترة T بحيث:

$$\bar{x}(t) \xrightarrow[\text{T}\to\text{large}]{} <x(t)>$$

أو

$$(<x(t)> - \bar{x}(t))^2 < \delta$$

حيث δ رقم عشري غير محدود يقترب من الصفر.

نستخدم في الحقيقة العلاقة التالية لتحديد الفترة T .

$$\left(\frac{1}{T+t}\int_0^{T+t} x(t)\, dt - \frac{1}{T}\int_0^T x(t)\, dt\right)^2 < \delta \qquad 7.5.1$$

العملية الارغودية

إذا كانت قيمة المتوسط الاحصائي التي تم الحصول عليها في مجال المجموعات هي نفس قيمة المتوسط التي تم الحصول عليها في المجال الزمني فإن العملية العشوائية من هذا النوع تدعى بالعملية العشوائية صادقة التمثيل (الارغودية)

$$\begin{aligned} E[x(t)] &= <x(t)> \\ E[x^2(t)] &= <x^2(t)> \\ E[x^n(t)] &= <x^n(t)> \end{aligned} \qquad 8.5.1$$

إذا بقي الاتصال المقام بدون تغيير في العملية الارغودية فإن قيم المعطيات الملتقطة في كل مكان ستبقى بدون تغيير أيضا في فترات مختلفة من الزمن.

لحسن الحظ يمكن عد اشارة الراديو المتنقل الخافتة عملية ارغودية.

وبما أنه من الأسهل لنا والأكثر فعالية أن نستخلص المتوسط في مجال الزمن منه في مجال المجموعات فإننا سنحسب المتوسط الاحصائي في المجال الزمني. ولتبسيط الرموز أيضا في هذا الكتاب فإننا سنستخدم الرمز $\bar{x}$ ليعني <x> ما لم يذكر خلاف ذلك.

2-5-1 دالة الكثافة الاحتمالية *(pdf)*

يبين الشكل 1-8 أ اشارة نمطية متعددة المسارات خافتة بعدد N من العينات والتدريج العمودي بالديسيبل. نقسم أولاً تدريج الديسيبل إلى أقسام متساوية كل منها بمقدار (1) ديسيبل ثم نعد نقاط العينات في كل قسم ونرسم التعداد مع السويات كما هو مبين في الشكل 1-8 ب.

تحتاج دالة الكثافة الاحتمالية المنشأة من معلومات تجريبية بالديسيبل عادة إلى عامل تصحيح ملائم لوضعها بقيم خطية قبل مقارنتها بالقيم النظرية. لنفترض ان دالة الكثافة الاحتمالية للمتغير x بتدريج الديسيبل هي $p(x)$ وأن دالة الكثافة الاحتمالية للمتغير y في التدريج الخطي هي $p(y)$ عندئذ:

$$p(y) = \left(\frac{20\log_{10}e}{y}\right)p(x)$$

نحاول عادة أن نحصل على التوزيع الاحتمالي التراكمي تجريبياً بصورة مباشرة (الشكل 1-8 جـ). عندئذ تكون دالة الكثافة الاحتمالية التجريبية هي مشتق التوزيع الاحتمالي التراكمي والذي سيشرح في الفقرة 1-5-3.

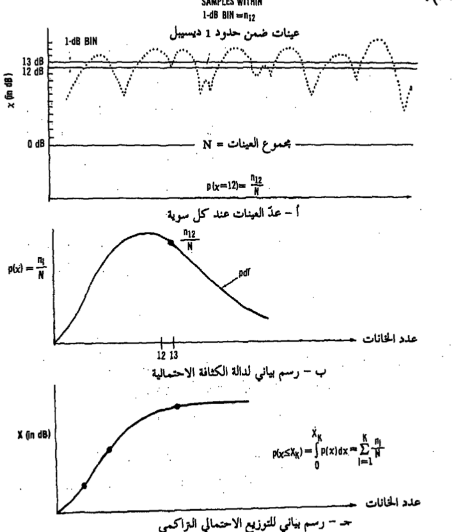
ان دالة الكثافة الاحتمالية النظرية المعرفة هنا هي ثلاث دوال كثافة احتمالية تستخدم لشرح محيط الاشارة الراديوية المتنقلة.

دالة الكثافة الاحتمالية الطبيعية ـ اللوغاريتمية:

وهي تمثل الخفوت طويل الأجل أو المتوسطات المحلية

$$p(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma_y} \exp\left(-\frac{(y-m)^2}{2\sigma_y^2}\right) \qquad 9.5.1$$

حيث أن المعلمات المذكورة في المعادلة 9-5-1 هي المتغير الطبيعي اللوغاريتمي y ومتوسطه m وانحرافة المعياري σ_y كلهـا بتدريج الديسيبل. إن دالة الكثافة الاحتمالية الطبيعية اللوغاريتمية متناظرة دوما بالنسبة لسوية المتوسط. (انظر الشكل 9-1 أ).



الشكـل 1-8 الخـطوات النمـطية للحصـول على دالـة الكثـافة الاحتمالية والتوزيع الاحتمالي التراكمي.

دالة الكثافة الاحتمالية لرايلي :

وهي تمثل الخفوت قصير الأجل أو خفوت المسارات المتعددة

$$p(r) = \frac{r}{\frac{\sqrt{\overline{r^2}}}{2}} \exp\left(-\frac{r^2}{\overline{r^2}}\right) \qquad 10.5.1$$

أو

$$p(R) = 2R \exp(-R^2)$$

أو

$$p(\gamma) = \frac{1}{\Gamma} \exp(-\gamma/\Gamma)$$

حيث $\overline{r^2}$ هو القدرة المتوسطة للخفوت قصير الأجل و $\sqrt{\overline{r^2}}$ هو جذر متوسط تربيعات القيمة r لايمكن لقيمة r أن تكون تحت الصفر (سالبة)، وكذلك فإن دالة الكثافة الاحتمالية لرايلي ليست متناظرة (انظر الشكل 1-9 ب).

وإن قيمة رايلي $R = \sqrt{r^2/\overline{r^2}}$

حيث R هي تغير الاتساع بالنسبة لقيمة جذر متوسط التربيعات له $\sqrt{\overline{r^2}}$ ، وأن γ هي نسبة الاشارة إلى الضجيج و Γ هي متوسط نسبة الاشارة إلى الضجيج . إن العلاقة بين R, r, γ هي :

$$\frac{\gamma}{\Gamma} = \frac{r^2}{N} \Big/ \frac{\overline{r^2}}{N} = R^2$$

وأن الانحراف المعياري σ_r هو:

$$\sigma_r = \frac{\sqrt{4-\pi}}{2} \left(\sqrt{\overline{r^2}}\right) \qquad 11.5.1$$

ومتوسط r هو

$$m = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \left(\sqrt{\overline{r^2}}\right) \qquad 12.5.1$$

تكون القدرة المتوسطة عند سوية 63% ، وهذا يعني أن 63% من الاشارة يقع تحت سوية القدرة المتوسطة .

دالة الكثافة الاحتمالية لرايسيان :

وهي تمثل موجة مباشرة بالاضافة إلى موجات منعكسة

$$p(r) = 2\frac{r}{\overline{r^2}} \exp\left(-\frac{r^2 + a^2}{\overline{r^2}}\right) I_0\left(\frac{r}{\sqrt{\frac{\overline{r^2}}{2}}} \cdot \frac{a}{\sqrt{\frac{\overline{r^2}}{2}}}\right) \qquad 13.5.1$$

حيث r هي غلاف الموجة الخافتة ، $\overline{r^2}$ هو متوسط الاشارة الخافتة ، a هو اتساع الموجة المباشرة ، $I_0(.)$ هو تابع بسل المعدل من الدرجة صفر والذي يعبر عنه رياضياً بالعلاقة .

$$I_0(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^{2n}}{2^{2n} n! n!} \qquad 14.5.1$$

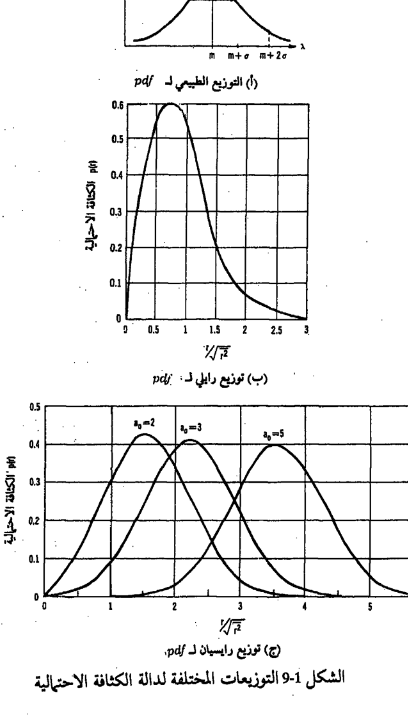
إذا كانت $x >> 1$ فإن المعادلة 14-5-1 تصبح :

$$I_0(x) = \frac{e^x}{(2\pi x)^{1/2}} \left(1 + \frac{1}{8x} + \frac{9}{128x^3} + \cdots +\right) \qquad 15.5.1$$

يبين الشكل 1-9 حـ دالة الكثافة الاحتمالية لرايسيان لغلاف خافت r ، بقيم مختلفة $a_0 = \frac{a}{\sqrt{\overline{r^2}/2}}$ عندما تكون $ra >> \sqrt{\overline{r^2}}$ ، وتصبح المعادلة 13-5-1 بالشكل :

$$p(r) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\overline{r^2}}} \left(\frac{r}{2\pi a}\right)^{1/2} \cdot \exp\left(-\frac{(r-a)^2}{\overline{r^2}}\right) \qquad 16.5.1$$

عندما تكون a كبيرة و r قريبة من a تصبح المعادلة 16-5-1 دالة طبيعية تقريباً (توزيع غوص) . عندما لا توجد الموجة المباشرة تصبح a صفراً والمعادلة 13-5-1 دالة رايلي .



الشكل 1-9 التوزيعات المختلفة لدالة الكثافة الاحتمالية

3-5-1 التوزيع الاحتمالي التراكمي (CPD) :

من الاشارة الخافتة ذاتها المبينة في الشكل 1-8 أ نعد N_1 نقطة عينة تحت سوية محددة L_1 ونحصل على النسبة المئوية N_1/N لسوية L_1 حيث N العدد الكلي للعينات. يمكن الحصول على النسب المئوية لنقاط عينات تحت سويات اخرى $L_2, L_3, \ldots L_n$ وذلك بعد نقاط العينات تحت تلك السويات. نرسم تلك النسب مقابل السويات ويدعى الخط البياني هذا بالتوزيع الاحتمالي التراكي وهو مبين في الشكل 1-8 جـ.

ويمكن أن يرسم أيضاً على ورقة رايلي (لوغاريتمية ـ خطية) كما في الشكل 1-10 . وتدعى ورقة رايلي بهذا الاسم لأن منحني رايلي قد رسم على تلك الورقة بالذات وكان خطا مستقيما. وهو سهل الاستخدام لحساب أي نتيجة بالمقارنة المرئية مع خط رايلي. نوضح العلاقات النظرية للتوزيعات الاحتمالية التراكمية بما يلي:

التوزيع الاحتمالي التراكمي الطبيعي ـ اللوغارتيمي (غوص) :

لا يوجد حل تحليلي للتوزيع الاحتمالي التراكمي الطبيعي اللوغارتيمي CPD

$$P(y \leq L) = \int_{-\infty}^{L} p(y)\,dy = \int_{-\infty}^{L} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} \exp\left(-\frac{(y-m)^2}{2\sigma_y}\right) dy \qquad 17.5.1$$

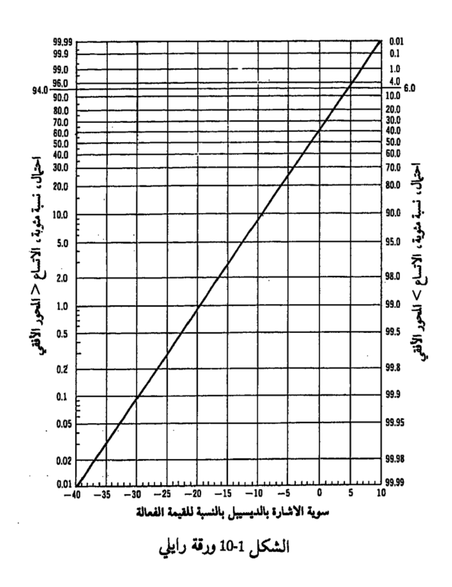
بادخال العامل التوازني $z = \dfrac{y-m}{\sigma_y}$ في المعادلة 1-5-17 نحصل على

$$P\left(z \leq Z = \frac{L-m}{\sigma_y}\right) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{Z} e^{\frac{-z^2}{2}} dz \qquad 18.5.1$$

من أجل قيم كبيرة لـ Z تصبح المعادلة 1-5-18 على الشكل:

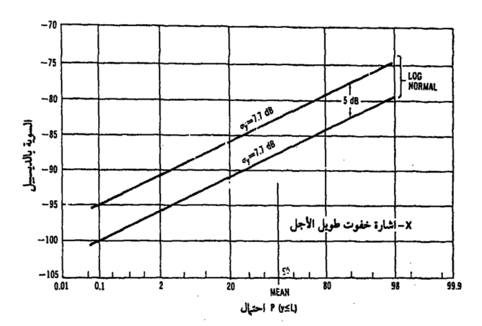
$$P(z \leq Z) = 1 - \frac{e^{\frac{-z^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}Z}\left(1 - \frac{1}{Z^2} + \frac{1\cdot 3}{Z^4} - \frac{1\cdot 3\cdot 5}{Z^6} + \ldots\right) \qquad 19.5.1$$

$$\simeq 1 - \frac{e^{\frac{-z^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}Z}$$



الشكل 1-10 ورقة رايلي

رسمت المعادلة 1-5-19 في الشكل 1-11 بمتوسطين مختلفين ـ 82,5 ديسيبل، و− 87.5 ديسيبل وبنفس الانحراف المعياري σ_y =7,7 ديسيبل.



الشكل 1-11 التوزيع الاحتمالي التراكمي للدالة الطبيعية اللوغارتمية

التوزيع الاحتمالي التراكمي لرايلي :

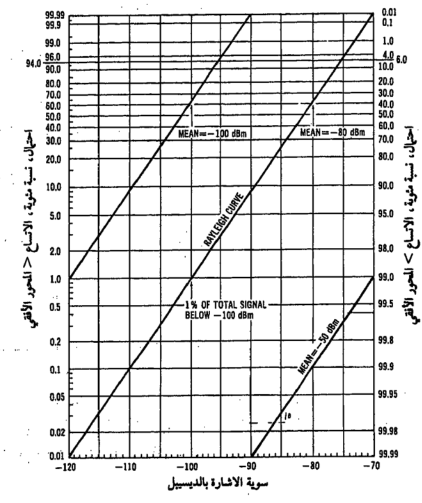
يمكن الحصول عليه بتكامل المعادلة 1-5-10

$$P(r \leq R) = \int_0^R p(x)dr \qquad 20.5.1$$

$$= \int_0^R \frac{r}{\frac{\sqrt{r^2}}{2}} \exp\left(-\frac{r^2}{\overline{r^2}}\right)dr$$

$$= 1 - \exp\left(\frac{R^2}{\overline{r^2}}\right)$$

رسمت المعادلة 1-5-20 في الشكل 1-12 . عند تغيير متوسط سوية القدرة ينزاح المنحني ويبقى ميله ثابتاً، وبكلمات اخرى يمكن ايجاد متوسط سوية القدرة لكل منحني بفحص السوية 63% على الخط البياني.



الشكل 1-12 التوزيع الاحتمالي التراكمي لمنحني رايلي

التوزيع الاحتمالي التراكمي لرايسيان

يمكن الحصول عليه بتكامل المعادلة 1-5-13 .

$$
\begin{aligned}
P(r \leq R) &= \int_0^R p(r)\,dr \\
&= \int_0^{R_0} r_0 \exp\left(-\frac{r_0^2 + a_0^2}{2}\right) I_0(a_0 r_0)\,dr_0
\end{aligned}
\qquad 21.5.1
$$

حيث r_0, a_0 ، R_0 هي معلمات مقيسة لـ a , و r و R على التتالي:

$$r_0 = r \bigg/ \sqrt{\frac{\overline{r^2}}{2}},\ a_0 = a \bigg/ \sqrt{\frac{\overline{r^2}}{2}},\ \text{and } R_0 = R \bigg/ \sqrt{\frac{\overline{r^2}}{2}} \qquad (22.5.1)$$

عندما تكون $ar >> \sqrt{\overline{r^2}}$ تعوض سلسلة نشر المعادلة 1-5-15 في المعادلة 1-5-21 وتهمل الحدود بعد α^{-3}، يكون الحل التقريبي عندئذ لقيم a الكبيرة هو:

$$P(r \le R) \simeq \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\,\text{erf}\left(\frac{R_0 - a_0}{\sqrt{2}}\right) - \frac{1}{\sqrt{8\pi a_0}}\left[1 - \frac{R_0 - a_0}{4a_0} + \frac{1 + (R_0 - a_0)^2}{8{a_0}^2}\right]\exp\left[-\frac{(R_0 - a_0)^2}{2}\right] \qquad 23.5.1$$

يبين الشكل 1-13 دالة التوزيع الاحتمالي التراكمي لرايسيان بقيم مختلفة من a_0

1-5-4 معدل تقاطعات المستوى (lcr) ومتوسط دوام الخفوت (adf)[7]

نعد تقاطعات الميول الايجابية عند مستوى A.. وبتقسيم العدد الكلي للتقاطعات N على T ثانية طول الفترة من المعطيات التي حصلت خلالها التقاطعات يصبح معدل تقاطعات المستوى:

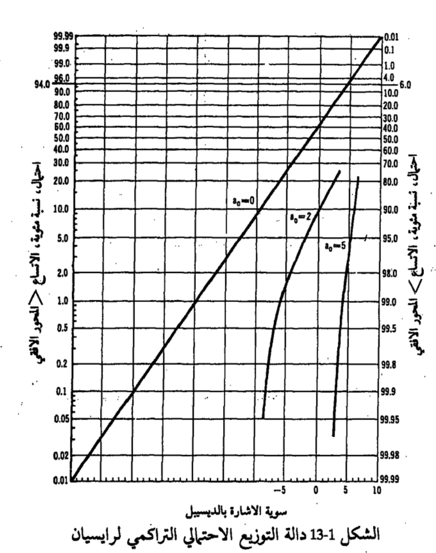
$$n(r - A) = \frac{N}{T} \qquad 24\text{-}5\text{-}1$$

يمكن حساب معدل تقاطع المستوى لاشارة خفوت نمطية وهي مبينة في الشكل 1-14 ، وستشرح المعادلة النظرية لمعدل تقاطع المستوى في الفصل الثالث.

يعرّف متوسط دوام الخفوت بمجموع فترات الخفوت مقسوماً على عدد مرات الخفوت N عند مستوى A :

$$\bar{t}(r - A) = \frac{\sum_{i=1}^{N} t_i}{N} \qquad 25\text{-}5\text{-}1$$

حيث t_i هو الخفوت الافرادي المبين في الشكل 1-14 .



الشكل 1-13 دالة التوزيع الاحتمالي التراكمي لرايسيان

يتكون التوزيع الاحتمالي التراكمي من حاصل جداء المعادلتين 1-5-24 و 1-5-25 كما هو مبين هنا.

$$n(A) \cdot \bar{t}(A) = \frac{N}{T} \cdot \frac{\sum_{i=1}^{N} t_i}{N} = \frac{\sum_{i=1}^{N} t_i}{T} \qquad 26\text{-}5\text{-}1$$

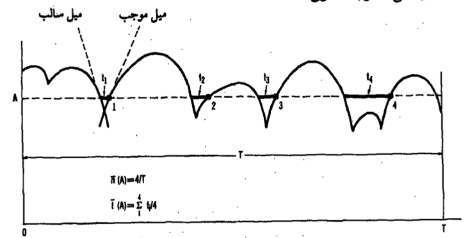
$$= P(r \leq A)$$

تربط المعادلة 1-5-26 بين ثلاث معلمات هي: معدل تقاطع المستوى ومتوسط دوام الخفوت والتوزيع الاحتمالي التراكمي .

معدل تقاطع المستوى x متوسط دوام الخفوت = التوزيع الاحتمالي التراكمي

$$(lor)\ (adf) = CPD \qquad 27-5-1$$

بما أن هذه الدوال الزمنية متعلقة بسرعة العربة فإن معدل تقاطع المستوى ومتوسط دوام الخفوت هما دالتان احصائيتان من الدرجة الثانية ، أما التوزيع الاحتمالي التراكمي فهو دالة احصائية من الدرجة الأولى أي أنه ليس تابعاً للزمن . وتبين المعادلة 1-5-27 أن جداء دالتين احصائيتين من الدرجة الثانية يصبح دالة احصائية من الدرجة الاولى .



الشكل 1-14 معدل تقاطع المستوى ومتوسط دوام الخفوت .

1-5-5 الارتباط وطيف القدرة

الارتباط :

هناك نوعان من الارتباط ، الارتباط الذاتي والارتباط المتبادل وعلاقاتهما العامة هي :

دوال الارتباط الذاتي : ليكن المتغيران العشوائيان x_1 ، x_2 هما حادثتان عشوائيتان

على التتالي: $x(t_1 + \tau), x(t_1)$

$$x_1 = x(t_1)$$
$$x_2 = x(t_2) = x(t_1 + \tau)$$

نحصـل على دالـة الارتبـاط الـذاتي من المتوسط الاحصائي لجداء x_1 و x_2. ان الفرق بين متغير عشوائي x_1 وحادثة عشوائية $x(t_1)$ هو أن الأول لا يحتاج إلى ترتيب تسلسلي من العشوائية، بينما يحتاج الثاني إلى ترتيب تسلسلي من العشوائية في حقل الزمن. ونحصل على دالة الارتباط الذاتي من المتوسط الاحصائي للمتغيرين العشوائيين x_2, x_1 على الشكل التالي:

$$R_x(t_1, t_1 + \tau) = E[x_1 x_2] = \int dx_1 \int x_1 x_2 P(x_1, x_2) dx_2 \qquad 28\text{-}5\text{-}1$$

وفي حالة الحادثة الساكنة تصبح:

$$R_x(\tau) = R_x(t_1, t_1 + \tau) \qquad 29\text{-}5\text{-}1$$

يمكن الحصول على دالة الارتباط الذاتي من المتوسط الزمني لجداء الحادثتين العشوائيتين $x(t_1)$ and $x(t_1 + \tau)$ على الشكل التالي:

$$\bar{R}_x(t_1, t_1 + \tau) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t_1)\, x(t_1 + \tau) dt_1 = \langle x(t_1)\, x(t_1 + \tau) \rangle \qquad 30\text{-}5\text{-}1$$

وفي حالة الحادثة الساكنة تصبح:

$$\bar{R}_x(\tau) = \bar{R}_x(t_1, t_1 + \tau) \qquad 31\text{-}5\text{-}1$$

في حالة الحادثة (الارغودية) المطبقة على الوسط الراديوي المتنقل تكون

$$R_x(\tau) = \bar{R}_x(\tau) \qquad 32\text{-}5\text{-}1$$

بما أن الاشارة الراديوية المتنقلة هي حادثة (ارغودية) فإن دالتي الارتباط الذاتي اللتين تم الحصول عليهما من المتوسط الاحصائي والمتوسط الزمني لهما نفس النتائج.

ويمكننا ان نختار للمعالجة أياً من هذين المتوسطين. من الآن فصاعداً سيستخدم الـرمز $R(\tau)$ لكلا المتوسطين الزمني والاحصائي للناتج x_1x_2 . يمكن الحصول على متوسط القدرة للمتغير x_1 من العلاقة $R(\tau)$ بوضع $\tau = 0$:

$$E[x^2] = <x^2> = R(0) \quad 33-5-1$$

يستخدم الرمز x^2 ليعني $<x^2>$ في معظم فقرات هذا الكتاب وذلك لتبسيط الرموز ما لم يعن استخدام $\overline{x^2}$ شيئاً آخر مختلفاً، وكذلك $R(0)$ هو القيمة العظمى لـ $R(\tau)$ أي :

$$R(0) \geq R(\tau) \quad 34-5-1$$

معامل الارتباط الذاتي : نحصل على معامل الارتباط الذاتي من دوال الارتباط الذاتي. تستخدم العلاقات التالية مبنية على أشكال الحادثة العشوائية $x_1 = x(t_1)$ بشقيها التماثلي والرقمي.

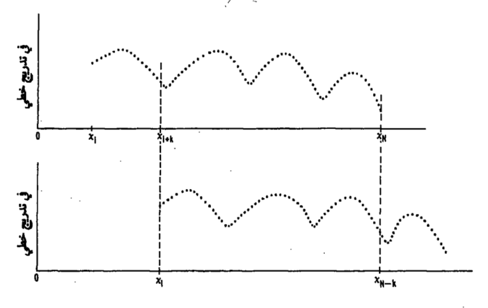
$$\rho_x(\tau) = \frac{R(\tau) - <x_1>^2}{R(0) - <x_1>^2} \quad \text{(للاشارة التماثلية)} \quad 35-5-1$$

$$\rho_x(k) = \frac{\dfrac{\sum_{i=1}^{N-k} x_i x_{i+k}}{N-k} - \dfrac{\left(\sum_{i=1}^{N} x_i\right)^2}{N^2}}{\sum_{i=1}^{N} \dfrac{x_i^2}{N} - \dfrac{\left(\sum_{i=1}^{N} x_i\right)^2}{N^2}} \quad \text{(للاشارة الرقمية)} \quad 36-5-1$$

يبين الشكل 1-15 كيفية الحصول على المعادلة 1-5-36 . يبلغ مدى $|\rho_x(\tau)|$ أو $|\rho_x(k)|$ الواحد أو أقل منه. تنتهي $|\rho_x(\tau)|$ عادة إلى الصفر عندما تنتهي τ إلى ∞ اللانهاية اذا كانت الاشارة دالة غير دورية كما في حالة استقبال الاشارة الخافتة المتنقلة. يتكافأ الفاصل الزمني في معالجة $\rho_x(\tau)$ مع الفاصل الفراغي Δd في معالجة $\rho_x(\Delta d)$.

لأن $\tau = \Delta d/V$ حيث V هي سرعة العربة. أحد تطبيقات الفاصل الفراغي Δd هو تحديد الفواصل بين الهوائيات على العربة ، وتحديد قيمة Δd على أساس القيمة المطلوبة للمعامل $\rho_x(\Delta d)$.

عولجت معاملات الارتباط المبينة في أماكن كثيرة من هذا الكتاب من خلال أغلفـة الاشارة الخافتة في معظم الأحيان. عندما تقترب قيمة المعامل $\rho_{\Psi}(\Delta d)$ من الصفر فهذا يعني أن غلافي الاشارتين الخافتين المستقبلتين بهوائيين المسافة الفاصلة بينهما Δd هما غير مترابطين. عند تحقق هذا الشرط وبضم الاشارتين الخافتتين يمكن الحصول على اشارة قليلة الخفوت بصورة ملحوظة.



الشكل 1-15 معامل الارتباط الذاتي

دوال الارتباط المتبادل ومعاملاته: ليكن لدينا المتغيران العشوائيان: x و y

$$x_1 = x(t_1)$$
$$y_2 = y(t_2) = y(t_1 + \tau)$$

عندئذ تعطى دالة الارتباط المتبادل بالعلاقة التالية:

ـ للمتوسط الاحصائي:

$$R_{xy}(\tau) = E[x_1 y_2] = \int_{-\infty}^{\infty} dx_1 \int_{-\infty}^{\infty} x_1 y_2 p\,(x_1, y_2)\, dy_2 \qquad 37-5-1$$

ـ للمتوسط الزمني

$$\bar{R}_{xy}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T}\int_{-T}^{T} x(t_1)\,y(t_1 + \tau)\,dt_1 \qquad 38-5-1$$

بما أن الاشارة العشوائية الخافتة المستقبلة في محيط الاشارة المتنقلة هي حادثة (ارغودية) فإن :

$$R_{xy}(\tau) = \bar{R}_{xy}(\tau) \qquad 39-5-1$$

وأن العلاقة التالية تنطبق دائماً

$$R_{xy}(\tau) \leq R_x(0)R_y(0)^{1/2} \qquad 40-5-1$$

يعطى معامل الارتباط المتبادل بالعلاقة التالية :

للاشارة التماثلية (نسق تماثلي) :

$$\rho xy(\tau) = \frac{R_{xy}(\tau) - <x><y>}{\sqrt{<x^2> - <x>^2}\,\sqrt{<y^2> - <y>^2}} \qquad 41-5-1$$

وللاشارة الرقمية (نسق رقمي)

$$\rho_{xy}(k) = \frac{\sum_{i=1}^{N-k} \frac{x_i y_{i+k}}{N-k} - \left(\sum_{i=1}^{N} \frac{x_i}{N}\right)\left(\sum_{i=1}^{N} \frac{y_i}{N}\right)}{\sqrt{\sum_{i=1}^{N} \frac{x_i^2}{N} - \left(\sum_{i=1}^{N} \frac{x_i}{N}\right)^2}\,\sqrt{\sum_{i=1}^{N} \frac{y_i^2}{N} - \left(\sum_{i=1}^{N} \frac{y_i}{N}\right)^2}} \qquad 42-5-1$$

المعادلتان 41,5,1 و 42-5-1 تشابهان المعادلتين 35-5-1 و 36-5-1 على التتالي من حيث العلاقة، يبلغ مدى كل من المعاملين $|\rho_{xy}(\tau)|$أو$|\rho_{xy}(k)|$ الواحد أو الأقل منه، تعالج معطيات الاشارتين المقيستين المستقبلتين من منبعين أو هوائيين مختلفين باستخدام معامل الارتباط المتبادل $\rho_{xy}(0)$ دائماً . إذا اقترب المعامل $\rho_{xy}(0)$ من الصفر فهذا يعني أن الاشارتين غير متشابهتين عند $\tau = 0$

تقدير قيمة الارتباط الذاتي باستخدام تحويل فوريية السريع :

تمكن اجـراءات الاستخدام المزدوج لتحويل فوريية السريع أن تحسب دالة الارتباط بصورة فعالة أكثر من الاجراءات المباشرة الموصوفة سابقاً. يمكن حساب نسبة السرعة بين الاجراءات المباشرة واجراءات تحويل فوريية السريع من العلاقة التالية :

باستخـدام الحسـاب المبـاشر للمعادلة 1-5-36 لمجموعة N عينة لعدد m من التخلفات يتطلب حوالي Nm عملية جداء وجمع حقيقية.

يتطلب حساب تحويل فوريية السريع حوالي 8NP عملية جداء وجمع حقيقية، حيث P من عوامل $N = 2^p$ وتكون نسبة السرعة هي :

$$\text{Speed ratio} = \frac{\text{number of operations (direct)}}{\text{number of operations (FFT)}} = \frac{Nm}{8Np} = \frac{m}{8p} \qquad 43-5-1$$

عندما تكون N كبيرة فإن m دائماً أكبر من 8p. مثال ذلك : $N = 2^{10}$ ؛ $N = 204$ ؛ $m = (0.2)$ فإن نسبـــة السرعـــة هي $(=204/80)\ 2.5$ ولهـذا فإن حساب تحويل فوريية أسرع من الحساب المباشر بمقدار 2,5 مرة. عندما تصبح و N كبيرتين تزداد نسبة السرعة.

طيف القدرة :

يتم الحساب المباشر لطيف القدرة باستخدام طريقة تحويل فوريية :

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \qquad 44-5-1$$

من نظرية تكامل فوريية تكون العلاقة التالية صحيحة :

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) e^{+j\omega\tau} d\tau \qquad 45-5-1$$

يمكن الحصول على قدرة التيار المستمر من المعادلة 1-5-44 كما يلي:

$$S(0) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau)\, d\tau \qquad 46-5-1$$

تعد حسابات تحويل فورييه السريع أكثر فعالية من الحساب المباشر. لتقدير طيف القدرة لسجل واحد من الاشارة x(t) خلال فترة زمنية T يتم اختيار فترة الاعتيان $h = \Delta t$

$$h = \frac{1}{2f_s} \leq \frac{1}{2f_d} \qquad 47-5-1$$

حيث f_s هي تردد الاعتيان، f_d أعلى تردد متوقع في المعطيات. يمكن الحصول على مكونات فورييه من عينة المعطيات على الشكل التالي:

$$x_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \exp\left(-j\,\frac{2\pi kn}{N}\right) \qquad 48-5-1$$

حيث

$$N = \frac{T}{h} \qquad 49-5-1$$

ويصبح تقدير طيف القدرة:

$$S(f_k) = \frac{2h}{N}|x_k|^2 \qquad 50-5-1$$

تبلغ نسبة السرعة بين الحساب المباشر وحساب تحويل فورييه السريع لطيف القدرة ما يلي:

$$\text{Speed ratio} = \frac{\text{number of computations (direct)}}{\text{number of computations (FFT)}} = \frac{Nm}{4Np} = \frac{m}{4p} \qquad 51\text{-}5\text{-}1$$

عند مقارنة المعادلة 1-5-43 مع المعادلة 1-5-51 يظهر أن طيف القدرة يحسب بسرعة اكبر بمرتين عند استخدام تحويل فورية السريع .

1-5-6 نشر التأخير، عرض نطاق التماسك، التداخل بين الرموز

تفسر المعلمات الثلاث : نشر التأخير وعرض نطاق التماسك، والتداخل بين الرموز كما يلي :

نشر التـأخـير: نتيجـة لوسط التشتت الـزمني فإن التأخير النمطي لغلاف الاستجـابـة النبضية $e(t)$ عنـد الاستقبال مبين في الشكل 1-16 ، ويمكن حساب متوسط التأخير الزمني T_d ونشر التأخير Δ. كما يلي:

$$T_d = \int_0^{\infty} t \cdot e(t)\, dt \qquad 52\text{-}5\text{-}1$$

و

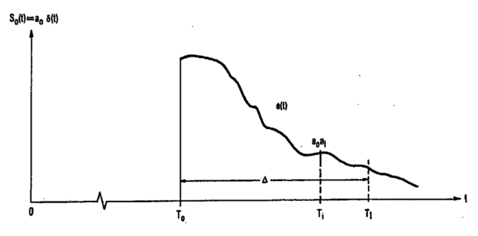
$$\Delta^2 = \int_0^{\infty} t^2 \cdot e(t)\, dt - T_d^2 \qquad 53\text{-}5\text{-}1$$

حيث $e(t)$ هي ناتج الاشارة النبضية المستقبلة من اشارة نبضية $s_0(t) = a_0 \cdot \delta(t)$

$$e(t) = \left[a_0 \sum_{i=1}^{N} a_i \cdot \delta(t - T_i)\right] e^{-j\omega t} = E(t)\, e^{j\omega T} \qquad 54\text{-}5\text{-}1$$

حيث T_i التأخير الزمني و a_i معامل انعكاس المسار رقم i^{th} و $\delta(t)$ الدالة النبضية المبينة في الشكل 1-16. نورد المعطيات التالية لمتوسط نشر التأخير كمساعدة للقارىء :

نوع البيئة	انتشار التأخير Δ
في المبانى	< 0,1 ميكرو ثانية
منطقة مكشوفة	< 0.2
منطقة ريفية	0,5 ميكرو ثانية
منطقة مدن	3 مكيرو ثانية



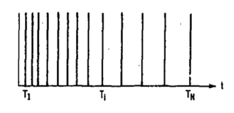
الشكل 1-16 نشر التأخير

لا تتغير القيم السابقة لأي تردد عامل أعلى من 30 م هـ لأن أطوال الأمواج فوق 30 م هـ أقل دائماً من أبعاد المنشات الصنعية. يمكن التعامل مع المنشات الصنعية كلها كعواكس لأي تردد عامل. إذا لم يتغير عدد العواكس لأي تردد عامل وبما أن الأمواج الكهرومغناطيسية تنتقل بسرعة الضوء فإن نشر التأخير يبقى كما هو.

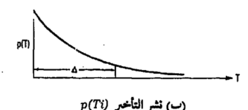
يمكن التعبير عن نموذج نشر التأخير بالعلاقة التالية:

$$p(T_i) = \frac{1}{\Delta} \exp\left(-\frac{T_i}{\Delta}\right) \qquad 55-5-1$$

حيث T_i هو التـأخير الزمني. يفترض هذا النموذج وجود N موجة منعكسة متساوية الاتساعات يصل معظمها مبكراً ومتقارباً وقليل جداً منها يصل متأخرا كما هو مبين في الشكل 1-17 أ. يبين الشكل 1-17 ب توزيع نشر التأخير$p(T_i)$. هناك نموذج اخر يستخدم الاتساعات الأسية عند فترات زمنية متساوية. كلا النموذجين متكافئان ولكن نموذج المعادلة 1-5-55 اسهل في الاستخدام للمعالجة الحسابية.



(أ) معظمها يصل قريبا من T_1.



(ب) نشر التأخير $p(Ti)$

الشكل 1-17 توزيع نشر التأخير

عرض نطاق التماسك:

في وسط التشتيت الزمني يتطابق زمنياًخفوتا غلافين مستقبلين إذا كان التردد الفاصل بينهما ΔF صغيراً بشكل كاف. وهذا يعني ان الفاصل ΔF يقع ضمن عرض نطاق التماسك، إذا كان بالمستطاع ايجاد عرض نطاق التماسك وتم اختيار ترددين بعيدين عنه فإن الأشارتين المستقبلتين سوف يصيبهما الخفوت بصورة مستقلة عن بعضهما. يشتق عرض نطاق التماسك من دالة الارتباط $R(\Delta f)$ لغلافي اشارتين خافتيتين عند الترددين f_1 و f_2 على التتالي:

$$R(\Delta f) = <s(f_1) \cdot s(f_2)> \qquad \Delta f = |f_1 - f_2| \qquad (56-5-1)$$

المعـامـل $\rho(\Delta f)$ هو معامل الارتباط بعد تقييس $R(\Delta f)$ واستخدام المعادلة 1-5-35 واستبدال Δf بالقيمة τ . لنفرض $\rho(\Delta f_1) \leq 0.5$ هو الحد الموافق لقيمة Δf_1 الذي ندعوه بعرض نطاق التماسك (B_c).

$$B_c = \Delta f_1 \qquad \text{for } \rho(\Delta f_1) = 0.5 \qquad 57\text{-}5\text{-}1$$

يمكننـا أيضـاً ايجاد معامل ارتباط من طورين عشوائيين لاشارتين خافتتين باتباع نفس الخطوات كما هو مبين في المعادلة 1-5-56 . لكي نحصل على اتساعين خافتين يتغيران بدون ارتباط يجب ان يكون الفاصل الترددي بينهما أكبر من عرض نطاق التماسك.

$$\Delta f > B_c = \frac{1}{2\pi\Delta} \qquad 58\text{-}5\text{-}1$$

لكي نحصـل على طورين عشـوائيين يتغـيران بدون ارتباط يجب ان يكون الفاصل الترددي أكبر من عرض نطاق تماسك آخر B'_c:[13]

$$\Delta f > B'_c = \frac{1}{4\pi\Delta} \qquad 59\text{-}5\text{-}1$$

تحوي المعادلتان 58,5,1 و 1-5-59 نشر التأخير.

التداخل بين الرموز:

في وسط التشتيت الزمني ونتيجة لظاهرة نشر التأخير فإن معدل الارسال R_b في الارسال الرقمي محدود بانتشار التأخير. وبما أن Δ متوسط انتشار التأخير فإن معدل الارسال يجب أن يبنى على أساس انتشار التأخير الأعظمي والذي يمكن أن يكون 2Δ إذا كان الأمر يتطلب أداء بمعدل خطأ صغير في البتات.

$$R_b < \frac{1}{2\Delta} \qquad 60\text{-}5\text{-}1$$

في الحالات الحقيقية تحدد قيمة R_b على أساس معدل الخطأ المطلوب في البتات وهذا بدوره يبنى على اساس انتشار التأخير (انظر الفصل 3-6).

1-5-7 فتـــرة الثقة

إن حدي الفترة اللذين يمكن ان تتحدد خلالها درجة التأكد (بالنسبة المئوية) بين القيمة الحقيقية والقيمة المقدرة مثل المتوسط الحقيقي ومتوسط العينات تسمى فترة الثقة . إذا كان متوسط العينات عند القيمة الخطية للتوزيع الطبيعي عندئذ يمكن الحصول على فترة الثقة، إذا كان متوسط العينات عند القيمة اللوغاريتمية يمكن الحصول على فترة الثقة بالاستناد إلى التوزيع الطبيعي .

إذا كانت x موزعة توزيعا طبيعيا ـ لوغاريتميا عندئذ وبحسب المعادلة 1-5-17 يمكن كتابة التوزيع الاحتمالي التراكمي لها كما يلي:

$$p(x \leq x) = \int_{-\infty}^{x} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma}\right) dx \qquad 1-5-61$$

وبتطبيق المعادلة 1-5-18 بالحدود (z_1, z_2) تصبح :

$$p(-z_1 \leq z \leq z_2) = \int_{-z_1}^{z_1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz \qquad 1-5-62$$

حيث

$$z = \frac{x-m}{\sigma} \qquad 1-5-63$$

يبين الجدول 1-3 قيم z_1 في فترات مختلفة من الثقة .
طريقة اخرى للتعبير عن فترات الثقة هي :

$$P(m - 2\sigma_1 \leq x \leq m + 2\sigma_1) = P(z_1) = 95.46\%$$

$$P(m - \sigma_1 \leq x \leq m + \sigma_1) = P(z_1) = 68\%$$

مثـال: اذا كانت $\sigma = 1$ dB و $m = 5$ dB عندئذ تقع x بين القيمتين 4-6 ديسيبل على أساس فترة 1σ بثقة 68% وتقع x بين 3-7 على اساس فترة 2σ بثقة 95,46% .

الجدول 1-3 قيمة x_1 لفترات ثقة مختلفة

$x_1 = \frac{x_1 - m}{\sigma}$	$P(x_1) = P(-x_1 \le x \le x_1)$	مكافيء لعدد من فترات σ
2.58	99%	2.58
2	95.46%	2
1.65	90%	1.65
1.28	80%	1.28
1	68%	1
0.5	38%	0.5

8-5-1 معدل الانذار الكاذب ومعدل خطأ الكلمات

يستخدم التشوير لوصل وصلة اتصالات بين طرفين، يؤثر نسق التشوير على معـدل الانـذار الكاذب ومعدل خطأ الكلمات . معدل الانذار الكاذب هو معدل حدوث كلمات خاطئة مميزة يمكن أن يسبب وظيفة خاطئة في النظام. يعتمد تقليل معدل الانذار الكاذب على نسق التشوير. إذا كان طول كلمتين مشفرتين L بته وكانتا مختلفتين عن بعضهما بمقدار d بته نقول أن مسافة التباين (هامنغ) هي d بته لطول كلي L بته.

عند توفر L و d تعطى علاقة معدل الانذار الكاذب P_f على الشكل:

$$P_f = \text{false-alarm rate} = P_e^{d}(1 - P_e)^{L-d} \qquad 64\text{-}5\text{-}1$$

حيث P_e هو معـدل خطأ البتـات في محيط الاتصـال الراديوي المتنقل وهو موصوف في الفصل 3-6 .

بصورة عامة كلما كبرت قيمة d تصبح قيمة معدل الانذار الكاذب أصغر.

يجب تصميم أنساق التشوير والعنوان على أساس معدل الانذار الكاذب المطلوب ووسط الخفوت، وخصوصاً في وسط الخفوت متعدد المسارات في محيط الاتصالات الراديوية المتنقلة، وصفت تفاصيل معدل الانذار الكاذب في الفصل 8-2

يمكن الحصول على معدل خطأ الكلمات باعتبار أنه لا يمكن كشف كلمة نظرا لأن خطأ قد طرأ عليها عن طريق الوسط.

في بيئة ضجيج غوص يتعلق معدل خطأ الكلمات مباشرة بمعدل خطأ البتات. يمكن كتابة العلاقة لمعدل خطأ الكلمات P_w لكلمة طولها L بته كما يلي:

$$P_w = 1 - (1 - P_e)^L \qquad 65\text{-}5\text{-}1$$

حيث L عدد بتات المعلومات و P_e معدل خطأ البتات.

المعادلة 65-5-1 صحيحة ما دامت بتات الكلمة غير مترابطة في أخطاء الخفوت، في محيط خفوت رايلي يسبب هذا الخفوت خطأً إضافياً لأن متوسط دوام الخفوت متعلق بسرعة العربة ولا توجد علاقة مباشرة بين معدل خطأ الكلمات ومعدل خطأ البتات. عندما تكون سرعة العربة بطيئة فإن البتات المتجاورة تبقى مترابطة بأخطاء الخفوت.

وستشرح الحالات هذه في الفصل 8-3.

إذا كانت الكلمة مؤلفة من L بتة وتدخل g بته لكي تصحّح t بتة خاطئة عندئذ يعطى معدل خطأ الكلمة للطول الجديد N بتة $(L + g)$ بالعلاقة التالية:

$$P_{cw} = 1 - \sum_{k=0}^{t} C_k^N P_e^k (1 - P_e)^{N-k} \qquad 66\text{-}5\text{-}1$$

حيث

$$C_k^N = \frac{N!}{(N-k)!k!} \qquad 67\text{-}5\text{-}1$$

وتكون انتاجية الكلمة المشفرة هي :

$$\text{throughput} = \frac{L}{L + g} \qquad 68\text{-}5\text{-}1$$

إن معدل خطأ الكلمة المشفرة P_{cw} هو أخفض دوماً من معدل خطأ الكلمة p_w. وسيئة النظام المشفر هي انتاجيته البطيئة. في الفصول اللاحقة، سوف ندخل تقنيات أخرى غير أنظمة التشفير للتقليل من الخفوت.

المراجع

1. Lee, W. C. Y. *Mobile Communications Engineering* (McGraw Hill Book Co., 1982), chapter 6.
2. Lee, W. C. Y. and Y. S. Yeh, "On the Estimation of the Second-Order Statistics of Log-Normal Fading in Mobile Radio Environment," *IEEE Trans. on Communications* Com-22 (June 1974): 869–73.
3. Kennedy, R. S. *Fading Dispersive Communication Channels* (Wiley-Interscience, 1969), chapter 3.
4. Asami, Y. *Microwave Propagation in Snowy Districts* (Sapporo, Japan: The Research Institute of Applied Electricity, Hokkaido University, 1958): 73–107.
5. Davenport, W. B. and W. L. Root, *Random Signals and Noise* (McGraw Hill Book Co., 1958), 68.
6. Rice, S. O. "Properties of Sine Wave Plus Random Noise," *Bell System Technical Journal* 27 (Jan. 1948): 109–157.
7. Lee, W. C. Y. "Statistical Analysis of the Level Crossings and Duration of Fades of the Signal from an Energy Density Mobile Radio Antenna," *Bell System Technical Journal* 46 (Feb. 1967): 417–448. This article is the first time that the level crossing rates and average duration of fading of a mobile radio signal were introduced.
8. Bendat, J. S. and A. G. Piersol, *Random Data—Analysis and Measurement Procedures* (Wiley-Interscience, 1971), 312.
9. Cox, D. O. "Delay-Doppler Characteristics of Multipath Propagation at 910 MHz in a Suburban Mobile Radio Environment," *IEEE Trans. on Antenna Propagation* 20 (Sept. 1972): 625–635.
10. Cox, D. O. and R. P. Leck, "Distribution of Multipath Delay Spread and Average Excess Delay for 910 MHz Urban Mobile Radio Path," *IEEE Trans. on Antenna Propagation* 23 (March 1975): 206–213.
11. Lee, W. C. Y. *Mobile Communications Engineering*, 144.
12. Ibid., 198
13. Ibid., 219

2ـ التنبؤ بخسارة الانتشار

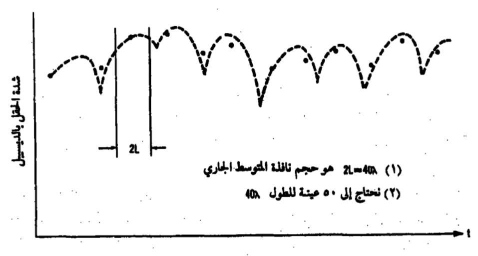
2 - 1 فلسفة التنبؤ بخسارة الانتشار
2 - 2 الحصول على معطيات مفيدة لخسارة الانتشار من القياسات
2 - 3 التنبؤ فوق أرض منبسطة
2 - 4 التنبؤ من نقطة إلى نقطة (التنبؤ بخسارة المسار فوق أرض تلال)
2 - 5 العوامل الأخرى
2 - 6 فائدة التنبؤ من نقطة إلى نقطة

2 - 1 فلسفة التنبؤ بخسارة الانتشار.

في بيئة الراديو المتنقل حيث التضاريس الطبيعية غير المنتظمة والمنشآت الصنعية مختلفة الأشكال وتغيرات المناخ وتبدلات حالة النباتات تجعل التنبؤ بخسارة الانتشار امراً صعباً جداً. اضافة لذلك فإن الإشارة تستقبل عندما تكون المحطة المتنقلة أثناء الحركة ولا يوجد حل تحليلي سهل لهذه المسألة إلا أن دمج النظريتين الستاتيكية والكهرمغناطيسية يساعد على التنبؤ بخسارة الانتشار بدقة أكبر.

2 - 2 الحصول على معطيات مفيدة لخسارة الانتشار من القياسات.

ذكرنا في الفصل 1-3 أنه يمكن الحصول على المتوسط المحلي بأخذ متوسط معطيات طول مناسب L من صف المعطيات كما هو مبين في الشكل 2-1 . كما يمكن معاملة الطول L كنافذة متوسطة على القطعة الطويلة من صف المعطيات. إذا كان الطول L قصيراً جداً فإن التغيرات قصيرة الأجل لا يمكن تمليسها وسوف تؤثر على المتوسط المحلي. وإذا كان الطول L طويلاً جداًفإن الخرج المتوسط لا يمكن أن يمثل المتوسط المحلي لأنه يحذف تفاصيل تغيرات الاشارة الناتجة عن تغير التضاريس، لهذا فإن تحديد الطول المناسب L مهم ورئيس.



الشكل 2-1 الحصول على المتوسط المحلي

1-2-2 تحديد الطول L

ليكن الخفوت قصير الأجل r_n خفوت رايلي المبين في المعادلة (1-5-10) وبادخاله في المعادلة 1- 3 -5 نحصل على

$$<\hat{m}(x)> = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sqrt{\frac{\overline{r^2}}{2}} \qquad 1\text{-}2\text{-}2$$

المعادلة 2-2-1 هي نفس المعادلة 1-5-12 وهذا يعني أن المتوسط الحقيقي يساوي متوسط متوسطات العينات $m(x) = <\hat{m}(x)>$

$$\sigma^2_{\hat{m}} = <\hat{m}^2(x)> - <\hat{m}(x)>^2 = \frac{d}{4L}\int_0^{2L}\left(1 - \frac{y}{2L}\right)J_0{}^2(\beta y)\,dy \qquad 2\text{-}2\text{-}2$$

يعرّف الانتشار $1\,\sigma\,\hat{m}$ بالعلاقة التالية:

$$1\ \sigma_{\hat{m}}\ \text{spread} = 10\log\frac{1+\sigma_{\hat{m}}}{1-\sigma_{\hat{m}}}\ (\text{dB}) \qquad 3\text{-}2\text{-}2$$

حسبت قيم المعادلتين 2-2-2 و 2-2-3 وأدرجت النتائج في الجدول 2-1

الجدول 2-1 تغير σ_m مقابل $2L$

$\sigma_{\hat{m}}$ / بالديسيبل	$\sigma_{\hat{m}}$	2L
3	0,165	05
2,10	0,122	10
1,56	0,090	20
1	0,060	40

من الجدول 2-1 نرى أن طول 2L=40λ مرغوب لأن انتشار $1\sigma\hat{m}$ للطول 40λ يقترب من 1 ديسيبل. يعد الطول 40λ طولاً مناسباً لتمليس خفوت رايلي. إذا كان الطول 2L أقصر من 40λ فإن الخرج المتوسط سيقع على الجزء الأضعف من خفوت رايلي، وإذا كان الطول 2L أكبر من 40λ فإن الطول الزائد عن الطول المطلوب للمتوسط سيملس أيضاً معلومات المتوسط المحلي التي يفترض وجود تفاصيلها وعدم تمليسها ولهذا يعد الطول 2L=40λ طولاً مناسباً. ومع ذلك تؤخذ L عملياً ما بين 20λ و 40λ وتعد مقبولة.

2-2-2 تحديد عدد العينات المطلوبة للطول 40λ

بما أن معظم المعطيات تعالج رقمياً فما هو العدد المناسب للعينات المطلوبة لجزء من المعـطيات التـماثلية؟ ـ أظهر الارتباط الذاتي التجريبي أن فاصلاً مقداره 0,8λ مطلوب لتأمين معامل ارتباط أقل من 0,2 بين عينتين متجاورتين وبذلك نحتاج إلى 50 عينة ضعيفة الارتباط فيما بينها لتمثيل طول 40λ في الصيغة الرقمية. يجب أن يقــرر فيما إذا كانـت 50 عينـــة كافـية للحـصــول على قيمــة متــوسط الــطول 40λ بثقـة أكـبر أم لا. في القسم 1-5-1 بينت العلاقة الرياضية متوسط العينات rj لمجموعة N من متغيرات ri لقطعة M عينة معطيات على الشكل:

$$\overline{r_j} = \frac{\sum_{i=(j-1)N+1}^{jN} r_i}{N} \qquad \left(1 \leq j \leq \frac{M}{N}\right) \tag{4-2-2}$$

تعرف $\hat{m}$ و $\hat{\sigma}$ بأنهما المتوسط والانحراف المعياري لـ $\overline{r_j}$ على التتالي.

ذكر في الفصل 1-5-1 أن r_j متغير طبيعي (غوصي) دائماً إذا كانت جميع الـ N من متغيرات r_i تضاف في تدريج خطي.

بما أن r_i نفسها هي متغير رايلي بمتوسط m وانحراف معياري σ_r عبر عنها بقيم خطية يمكننا أن نبين ما يلي:

$$\hat{m} = \langle\overline{r_j}\rangle = m \tag{5-2-2}$$

$$\hat{\sigma} = (\langle\overline{r_j}^2\rangle - \langle\overline{r_j}\rangle^2)^{1/2} = \frac{\sigma_r}{\sqrt{N}} \tag{6-2-2}$$

بتطبيق فترة الثقة 90% في المعادلة 1-5-2 6 نحصل على

$$P\left(-1.65 \leq \frac{\overline{r_j} - \hat{m}}{\hat{\sigma}} \leq 1.65\right) = 90\% \tag{7-2-2}$$

يمكن اعادة كتابة المعادلة 7-2-2 بالشكل الآتي:

$$P(\hat{m} - 1.65\hat{\sigma} \leq \bar{r}_j \leq \hat{m} + 1.65\hat{\sigma}) = 90\% \qquad 8\text{-}2\text{-}2$$

تبين المعادلة 2-2-7 أن فترة الثقة 90% لـ $\bar{r}_j$ تقع ضمن $\hat{m}\pm1.65\bar{\sigma}$ وأن $\bar{r}_j$ تقترب من $\hat{m}$ إذا أصبحت $\bar{\sigma}$ أصغر.

بادخال المعادلتين 2-2-5 و 2-2-6 في المعادلة 2-2-8 نحصل على:

$$P\left(m - 1.65\frac{\sigma_r}{\sqrt{N}} \leq \bar{r}_j \leq m + 1.65\frac{\sigma_r}{\sqrt{N}}\right) = 90\%$$

أو

$$P\left(\left(1 - \frac{1.65}{\sqrt{N}}\cdot\frac{\sigma_r}{m}\right)m \leq \bar{r}_j \leq \left(1 + \frac{1.65}{\sqrt{N}}\cdot\frac{\sigma_r}{m}\right)m\right) = 90\% \qquad 9\text{-}2\text{-}2$$

بادخال قيم m و σ_r من المعادلتين 1-5-11 و1-5-12 على التتالي في المعادلة 2-2-9 نحصل على:

$$P\left(\left(1 - \frac{1.65}{\sqrt{N}}\cdot\sqrt{\frac{4-\pi}{\pi}}\right)m \leq \bar{r}_j \leq \left(1 + \frac{1.65}{\sqrt{N}}\cdot\sqrt{\frac{4-\pi}{\pi}}\right)m\right) = 90\%$$

وبتبسيط هذه المعادلة نحصل على العلاقة التالية:

$$P\left(\left(1 - \frac{0.8625}{\sqrt{N}}\right)m \leq \bar{r}_j \leq \left(1 + \frac{0.8625}{\sqrt{N}}\right)m\right) = 90\% \qquad 10\text{-}2\text{-}2$$

يعبر عن فترة الثقة (C.I.) 90% بالديسيبل كما يلي:

$$\text{C.I.} = 20\log\left[\frac{\left(1 + \frac{0.8625}{\sqrt{N}}\right)m}{m}\right] = 20\log\left(1 + \frac{0.8625}{\sqrt{N}}\right) \qquad 11\text{-}2\text{-}2$$

واذا كانت N = 50 فالمعادلة 2-2-11 تصبح

$$90\%\ \text{C.I.} = 1\ \text{dB} \qquad 12\text{-}2\text{-}2$$

إذن فالقيمة المقدرة لـ $\bar{r}_j$ إذا كانت N=50 والطول 2L=40λ في فترة ثقة 90% تقع ضمن (1) ديسيبل من متوسط قيمتها الحقيقية.

إذا أنقصت N إلى 36 فإن فترة ثقة 90% ستزداد إلى 1,17 ديسيبل من قيمة متوسطها.

مثال 2 - 1 : أوجد القيمة المقدرة لـ $\overline{r_j}$ بأخذ متوسط 50 عينة في فترة ثقة 99% من الجدول المرافق للمعادلة 1 - 5 - 63 أو من أي جدول رياضيات

$$\frac{\overline{r_j} - \hat{m}}{\hat{\sigma}} \leq 2.58$$

وتتحول العلاقة في المعادلة 2-2-7 إلى العلاقة التالية :

$$P\left(-2.58 \leq \frac{\overline{r_j} - \hat{m}}{\hat{\sigma}} \leq 2.58\right) = 99\% \qquad \text{م } 2\text{-}1\text{-}1$$

باتباع الخطوات المذكورة في المعادلات 2-2-8 حتى 2-2-11 نحصل على النتيجة التالية :

$$99\%\ \text{C.I.} = 1.5\ \text{dB} \qquad \text{م } 2\text{-}1\text{-}2$$

بمقارنة المعادلتين 2-2-12 وم 2-1-2 نجد أن النسبة المئوية لفترة الثقة تزداد كلما ازدادت الفترة التي تقع فيها $\overline{r_j}$

ربما كان استخدام 36 حتى 50 عينة في فترة 40 طول موجة عملية مناسبة للتقدير للحصول على المتوسط المحلي.

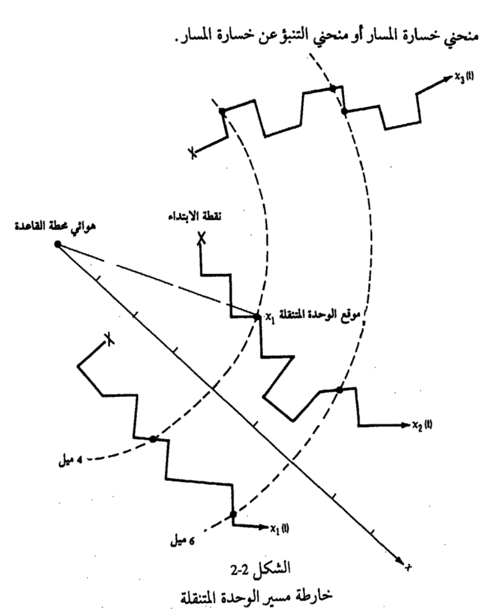
هناك طريقة ابسط للحصول على المتوسط المحلي وذلك باستخدام المتوسط الجاري بنافذة 40λ. في عمليات التردد المنخفض ربما نجبر على أخذ فترة 20λ للحصول على المتوسط المحلي وسبب ذلك أن شكل التضاريس قد يتغير عند مسافات تزيد عن 20λ عندما يصبح طول الموجة أكبر.

2-2-3 مسار الوحدة المتنقلة والمسار الراديوي

تسجل المتوسطات المحلية بينما تكون الوحدة المتنقلة في حالة حركة على الطريق (مسار الوحدة المتنقلة) على المحور x . على أية حال يبنى كل متوسط محلي على المسار الراديوي x' بين محطة القاعدة والمحطة المتنقلة (المسار الراديوي) عند نقطة التقابل كما هو مبين في الشكل 2-2.

بما أننا نحسب منحني خسارة المسار على طول المسار الراديوي على المحور x' وليس على مسار الوحدة المتنقلة، فإن المتوسط المحلي الذي نحصل عليه من متوسط الاشارة المسجلة على مسار الوحدة المتنقلة يجب تحويله من محور مسار الوحدة المتنقلة على المحور x إلى محور المسار الراديوي على المحور x' المبين في الشكل 2-3 ولما كان علينا أن نجري عدة تحركات (على عدة سيارات متنقلة مختلفة) ونرسمها على المحور x' يمكن رسم منحني يمر بجميع نقاط معلومات التجربة على المحور x' وهذا ما يدعى

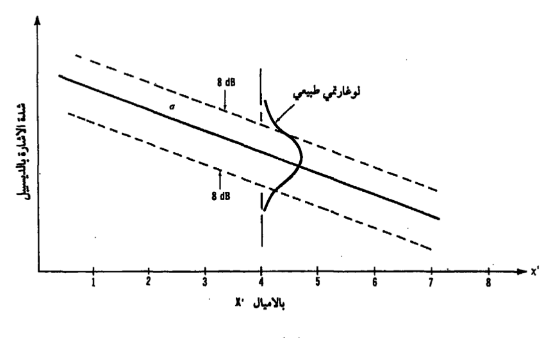
منحني خسارة المسار أو منحني التنبؤ عن خسارة المسار.



الشكل 2-2

خارطة مسير الوحدة المتنقلة

نجد من المعطيات التجريبية أن الانحراف المعياري الواحد ($1\sigma x$) من انتشار المعطيات على أي طول للمسار الراديوي هو حوالي 8 ديسيبل وهذا الانتشار ناتج عن ظروف التضاريس المختلفة والتي نحصل منها على المعطيات لنفس طول المسار الراديوي. يتبع توزيع المعطيات كلها لأي طول من المسار الراديوي التوزيع الطبيعي اللوغاريتمي المبين في الشكل 2-3 .



الشكل 2-3

توليد ميل منحني خسارة المسار من المتوسطات المحلية

هذه هي طريقة التنبؤ من منطقة إلى منطقة. يُولدّ كل منحني من معطيات كثيرة انتجت لتضـاريس متشـابهة. وبما أنها تنبؤ بشكل عام فإن 50% من القيم المقيسة الحقيقية ستكـون أعـلى و 50% منهـا اخفض من قيم التنبؤ المأخوذة عن المنحني. الانتشار σ_x، 1 يعني أن القيم المقيسة يمكن أن تنتشر بمقدار 8 ديسيبل أعلى أو أقل من قيمة التنبؤ أو أن القيم المقيسة تقع في مجال عدم التأكد بمقدار $\pm 1\ \sigma_x$. لهذا اذا وقع 68% من القيم المقيسة في مدى 8± ديسيبل فإن منحني خسارة المسار المتنبأ به يمكن أن يعـد جيداً. بالـرغم من أن المتـوسط المحلي وميل خسارة المسار يتبعان التوزيع الطبيعي اللوغاريتمي، يجب أن نعلم بوضوح أن انتشار المتوسط المحلي σx يعتمـد على شكـل التضـاريس التي اخـذت المعطيات منها ومع ذلك فإن انتشار معطيات المسار الراديوي σ_x، على أي طول مسار هو دائماً 8 ديسيبل وهو الاختلاف بين σx و $\sigma x'$. تبقى قيمـة انتشـار معـطيات المسار الراديوي 8 ديسيبل ثابتة. في المسافات القريبة يسببها ما في الوسط المحيط من أشياء إفرادية في منطقة محطة القاعدة

تلك. يقل تأثير الوسط المحيط كلما ازدادت المسافة إلا أن تأثير تغيرات التضاريس تبدأ بالتغلب.

2 - 3 التنبؤ فوق أرض منبسطة

2-3-1 ايجاد نقطة الانعكاس على الأرض

تطابق الموجة المنعكسة قانون سنل دائماً أي

$$N_1 \cos \theta_1 = N_2 \cos \theta_2 = \text{constant}$$ ثابت 1-3-2

حيث ان N_1 و N_2 هما معاملا الانكسار لوسطين مختلفين.

بما أن N_1و N_2 لهما نفس القيمة للموجة المباشرة والموجة المنعكسة في بيئة الراديو المتنقل فإن زاوية التماس θ_1 وزاوية الانعكاس θ_2 متماثلتان كما هو ظاهر في المعادلة 1-3-2

يمكن الحصول على نقطة انعكاس الموجة المنعكسة على أرض منبسطة باحدى طريقتين وكل منهما يتطلب الخطوات الآتية:

أ ـ أخذ نقطة خيال هوائي محطة القاعدة ـ الطريقة الأولى.

1- أوجد نقطة الخيال المساوية لارتفاع هوائي محطة القاعدة في جهة الخيال (تحت مستوى الأرض).

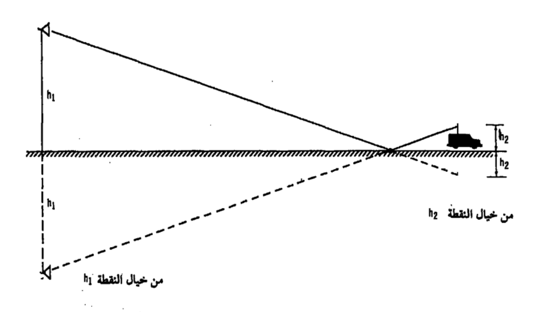
2-صل نقطة الخيال إلى هوائي الوحدة المتنقلة.

3-احصل على نقطة الانعكاس حيث يقطع خط الوصل مستوى الأرض.

ب ـ اخذ نقطة خيال هوائي الوحدة المتنقلة ـ الطريقة الثانية.

تتبع نفس الخطوات الموصوفة في الطريقة الأولى وذلك بايجاد نقطة خيال هوائي الوحدة المتنقلة تحت (مستوى الأرض) وتوصيل نقطة الخيال إلى هوائي محطة القاعدة وتكون نقطة الانعكاس حيث يقطع خط الوصل مستوى الأرض.

يبين الشكل 2-4 كيفية الحصول على نقطة الانعكاس على أرض منبسطة



الشكل 2-4

ايجاد نقطة الإنعكاس

2-3-2 تصنيف وعورة الأرض.

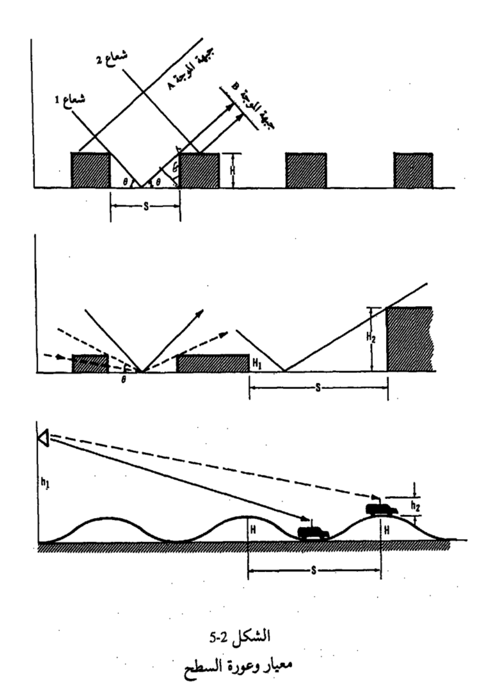
يعبر عن فرق الطور بين الشعاعين المبينين في الشكل 2-5 بالعلاقة التالية:

$$\Delta\psi = \beta \cdot (\Delta d) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (2H \sin \theta) \qquad 2\text{-}3\text{-}2$$

حيث ان Δd هو الفـرق بين طولي المسارين الراديويين للشعاعين من جبهة الموجة A إلى جبهة الموجة B و β هو العدد الموجي= ($2\pi/\lambda$) و H هو ارتفاع عدم الانتظام.

يحدد معيار رايلي لوعورة التضاريس بالعلاقة التالية:

$$\Delta\psi = \frac{\pi}{2} \qquad 3\text{-}3\text{-}2$$



الشكل 2-5
معيار وعورة السطح

يحسب ارتفاع رايلي H_R والفاصل الأصغري S_R من المعادلة 2-3-2.

$$H_R = \frac{\lambda}{8 \sin \theta}; S_R = \frac{2H_R}{\tan \theta} = \frac{\lambda}{4 \sin \theta \tan \theta} \quad 4\text{-}3\text{-}2$$

تبسط هذه العلاقة من أجل زوايا تماس (ورود) (θ) صغيره فتصبح كما يلي:

$$H_R = \frac{\lambda}{8\theta}; S_R = \frac{\lambda}{4\theta^2} \quad 5\text{-}3\text{-}2$$

إذا كان ارتفاع تموجات السطح أكبر من H_R بالرغم من أن الفاصل بين الهضاب الملحوظة اكبر من S_R فإن المنطقة تعد وعرة التضاريس بحسب معيار رايلي. في بيئة الراديو المتنقل، يمكن افتراض معايير مختلفة لأطوال مختلفة لمسار الانتشار وسبب ذلك هو أن هوائي الوحدة المتنقلة يكون عادة قريباً من الأرض بحيث يكون استقبال الأمواج المباشرة والأمواج المنعكسة الأساسية كليهما ضعيفاً. في هذه الحالة وحتى إذا كان فرق الصفحة $\Delta\psi$ بين الموجة المباشرة والموجة المنعكسة الأسياسية حوالي $\pi/4$ على مسافة أكبر من 9,7 كم (6 ميل) فإن الأمواج المنعكسة غير المتوقعة غالباً ما تستقبل وتضعف الاشارة الناتجة أكثر.

ولهذا تقترح المعايير التالية للأطوال المختلفة لمسار الانتشار.

$\Delta\psi = \frac{\pi}{2}$ (أقل من 3,2 كم), $H_R = \frac{\lambda}{8\theta}, S_R = \frac{\lambda}{4\theta^2}$

$\Delta\psi = \frac{\pi}{3}$ (من 3,2 كم حتى 9,6 كم), $H_R = \frac{\lambda}{12\theta}, S_R = \frac{\lambda}{6\theta^2}$ 6-3-2

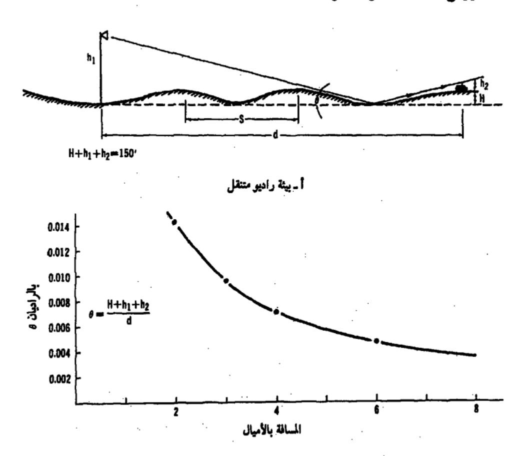
$\Delta\psi = \frac{\pi}{4}$ (اكثر من 9,6 كم), $H_R = \frac{\lambda}{16\theta}, S_R = \frac{\lambda}{8\theta^2}$

المعلمتان H_R و S_R المبينتان في المعادلة 6-3-2 هما تابعان لزاوية التماس θ. يجب أولاً ايجاد زاوية التماس من العلاقة التالية:

$$\theta = \frac{H + h_1 + h_2}{d}$$

حيث أن h_1 و h_2 هما ارتفاعا هوائيي محطة القاعدة والمحطة المتنقلة على التتالي.
و H هو فرق الارتفاع بين النقاط العالية والنقاط المنخفضة القريبة من المحطة المتنقلة يرى في الشكل 2-6 أ جميع المعلمات. تتحدد زاوية الورود من ارتفاع هوائي محطة القاعدة h_1 وارتفاع هوائي المحطة المتنقلة h_2 وارتفاع عدم انتظام التضاريس H، $(h_1 + h_2 + H = 45.7 \text{ m } (150 \text{ ft}))$
وتصبح تابعاً للمسافة كما في الشكل 2-6 ب. تقل الزاوية θ كلما زادت المسافة.

تتحدد وعورة التضاريس بالتردد وزاوية التماس وارتفاعات التضاريس والفاصل في المنطقة المبينة في المعادلة 2-3-6 لهذا يمكن اعتبار السطح وعرا عند ترددٍ ما وليس كذلك عند تردد آخر وهذا ينطبق أيضاً على زوايا التماس (الورود) المختلفة.



الشكل 2-6
عدم انتظام المنطقة في بيئة الراديو المتنقل

في بيئة الراديو المتنقل يستخدم المعيار التالي لتحديد وعورة المنطقة.

ليكن التغير في الارتفاع H هو الفرق بين ارتفاعي المرتفع والمنخفض المتجاورين فإذا كان: $H > H_R$

ضمن حدود $\Delta x = 1/2\, S_R$ من موقع الوحدة المتنقلة كانت المنطقة وعرة. يمكن تطبيق ذلك بسهولة كما يلي: نحصل على الزاوية θ من ارتفاع هوائي محطة القاعدة h_1 والمسافة بين محطة القاعدة والوحدة المتنقلة d وارتفاع عدم انتظام التضاريس H وارتفاع هوائي الوحدة المتنقلة h_2. وبالاعتماد على موقع الوحدة المتنقلة إما على المرتفع أو في الوادي فإن زاوية التماس θ تقع ضمن:

$$\frac{h_1 + h_2}{d} \leq \theta \leq \frac{H + h_1 + h_2}{d}$$

عند حساب وعورة التضاريس نستخدم دائماً أعلى قيم θ في المعادلة 2-3-6.

يكون عادة ارتفاع هوائي محطة القاعدة أعلى من ارتفاع هوائي الوحدة المتنقلة ولهذا تكون نقطة الانعكاس أقرب إلى الوحدة المتنقلة. نحتاج فقط للبحث ضمن المسافة $\Delta x = 0.5 S_R$ من الوحدة المتنقلة باتجاه محطة القاعدة عن تغير في ارتفاع التضاريس فإذا زاد هذا التغير عن H_R أطلق على المنطقة وعرة التضاريس (انظر الشكل 2-6)، تختلف طرق التنبؤ عن خسارة المسار المستخدمة في المناطق الوعرَة عن تلك المستخدمة في المناطق المنتظمة وسوف يشرح ذلك في الفصل 2-3-5.

2-3-3 معامل انعكاس الموجة الأرضية

عند أخذ الانعكاسات الأرضية في الحسبان في بيئة الراديو المتنقل فإن زاوية التماس (أو زاوية الانعكاس) تكون صغيرة جداً نظراً لأن ارتفاعي هوائيي محطة القاعدة والمحطة المتنقلة صغيران جداً نسبياً (بالأقدام أو بالأمتار) إذا قورنا بالمسافة بين الهوائيين (بالأميال أو بالكيلومترات) في هذه الحالة يكون معامل انعكاس الموجة (1-) دائماً بغض النظر عن طبيعة الأرض ومن السهل التحقق من ذلك من معاملات الانعكاس المعقدة التالية:

2-3-7 للوزود الأفقي
$$a_h = R_h e^{-j\phi_h} = \frac{\sin\theta_1 - (\epsilon_c - \cos^2\theta_1)^{1/2}}{\sin\theta_1 + (\epsilon_c - \cos^2\theta_1)^{1/2}}$$

$$a_v = R_v e^{-j\psi_v} = \frac{\epsilon_c \sin\theta_1 - (\epsilon_c - \cos^2\theta_1)^{1/2}}{\epsilon_c \sin\theta_1 + (\epsilon_c - \cos^2\theta_1)^{1/2}}$$ للورود العمودي 8-3-2

حيث ان a_h و a_v هما معاملا انعكاس عقديان اتساعاهما R_h و R_v وطوراهما ψ_h و ψ_v. وثابت السماحية النسبي للوسط العازل هو ϵ_c. تستخدم المعادلتان 2-3-7 ، 2-3-8 في الأوساط غير الحديدية فقط حيث يكون معامل النفاذ المغناطيسي μ_r قريباً من الواحد ويصبح دليل الانكسار في المعادلة 2-3-1 كما يلي:

$$N = \sqrt{\mu_r \epsilon_c} = \sqrt{\epsilon_c}$$ 9-3-2

بما ان θ_1 صغيرة جداً يمكن ايجاد a_h و a_v من المعادلتين 2-3-7 و 2-3-8 كما يلي:

$$a_v = a_h = -1$$ 10-3-2

أو

$$R_v = R_h = 1, \psi_v = \psi_h = 180°$$ 11-3-2

وذلك بغض النظر عن قيمة ϵ_c للوسط ويمكن تصور ذلك كصخرة قفزت إلى الماء. إذا كانت زاوية التماس كبيرة فلا تستطيع الصخرة القفز وكلما كانت زاوية التماس أصغر كبر عدد القفزات وهذا يعني أن قدرة اكبر انعكست من سطح الماء.

2-3-4 نماذج للتنبؤ عن خسارة مسار الانتشار

هناك نماذج نظرية قليلة جداً ولكن النماذج التجريبية كثيرة. سنورد نموذجاً نظرياً واحداً ونموذجين تجريبيين في هذا الكتاب استعمل النموذج النظري لسهولة تفسيره وفعاليته من وجوهعدة. استعمل النموذجان التجريبيان لأنهما يميزان بوضوح خسارة المسار المتنبأ بها ليس لأشكال مختلفة من التضاريس فقط بل للمنشآت الصنعية المختلفة أيضاً. هناك نماذج أخرى ذكرت في المراجع للقارىء في آخر الفصل.

2-3-5 النموذج النظري لخسارة المسار

يجب الانتباه إلى أن هذا النموذج صالح لتحليل التنبؤ عن خسارة المسار وليس لخفوت تعدد المسارات. سوف يوصف نموذج التنبؤ عن خفوت تعدد المسارات (الخفوت قصير الأجل) لاحقاً.

لنفترض أن خصائص وعورة سطح الأرض عشوائية بطبيعتها وأن نصف قطر

انحناء عدم انتظام السطوح كبير بالنسبة لطول الموجة الواردة، وبذلك يمكن تمثيل الاشارة المستقبلة بحقل منثور E_S يمكن تقريبه بضم موجتين: موجة مباشرة وموجة منعكسة

$$E_s = (1 + a_v e^{j\Delta\psi})E \qquad 12\text{-}3\text{-}2$$

حيث معامل الانعكاس هو a_v و $\Delta\psi$ هو فرق الطور بين الموجة المباشرة والموجة المنعكسة والذي يمكن أن يعبر عنه بما يلي:

$$\Delta\psi = \beta \cdot \Delta d = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \Delta d \qquad 13\text{-}3\text{-}2$$

حيث ان β هو الرقم الموجي $(\beta = 2\pi/\lambda)$ و Δd هو الفارق بين مسارين راديويين كما هو مبين في الشكل 2-7. ان E في المعادلة 2-3-12 هي الموجة المباشرة المستقبلة عند هوائي المحطة المتنقلة.

بتطبيق علاقة خسارة مسار الانتشار في الفراغ الحر فإن القدرة المستقبلة من الموجة المباشرة حسب المعادلة 1-2-1 هي:

$$P_{0r} = \frac{|E|^2}{2\eta_0} = P_t \left(\frac{1}{4\pi d/\lambda}\right)^2 \qquad 14\text{-}3\text{-}2$$

حيث ان η_0 هي الممانعة الذاتية للفراغ الحر.

قدرة الحقل المنثور E_s المستقبلة هي:

$$P_r = \frac{|E_s|^2}{2\eta_0} \qquad 15\text{-}3\text{-}2$$

حيث يمكن تعويض E_s من المعادلة 2-3-12. وبما أنه في بيئة الراديو المتنقل تكون a_v في المعادلة 2-3-12 دائماً قريبة من 1- و $\Delta\psi$ أقل بكثير من 1 راديان. فإن المعادلة 2-3-15 تصبح كما يلي:

$$\begin{aligned} P_r &= P_t \left(\frac{1}{4\pi d/\lambda}\right)^2 |1 - \cos\Delta\psi - j\sin\Delta\psi|^2 \\ &\approx P_t \left(\frac{1}{4\pi d/\lambda}\right)^2 (\Delta\psi)^2 \end{aligned} \qquad 16\text{-}3\text{-}2$$

حيث ان :

$$\Delta\psi = \beta(\Delta d) = \beta(\sqrt{(h_1 + h_2)^2 + d^2} - \sqrt{(h_1 - h_2)^2 + d^2}) \quad 17\text{-}3\text{-}2$$

من أجل $d >> h_1 + h_2$ ، يمكن تقريب المعادلة 2-3-17 إلى :

$$\Delta\psi \simeq \beta\left(1 + \frac{(h_1 + h_2)^2}{2d^2} - 1 - \frac{(h_1 - h_2)^2}{2d^2}\right)d = \frac{2\pi}{\lambda}\cdot\frac{2h_1h_2}{d} = \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d} \quad 18\text{-}3\text{-}2$$

بتعويض المعادلة 2-3-18 في المعادلة 2-3-16 نحصل على :

$$P_r = P_t\left(\frac{h_1h_2}{d^2}\right)^2 \quad 19\text{-}3\text{-}2$$

المعـادلـة 2-3-19 هي علاقـة غير كاملة فهي تشـير إلى حقيقتين صحيحتين وكذلك تري نقطتين ضعيفتين :

الحقيقتان الصحيحتان :

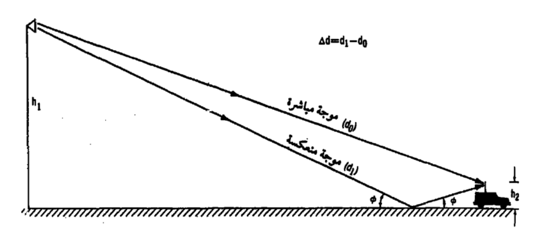
1- تري المعـادلة خسارة مسار تعادل 40 ديسيبل / العقد (تتناسب مع d^{-4}) أو 12 ديسيبـل / الضعف. وقـد تحقق هذا في المعـطيات التجريبية. وعلى أساس هذه القاعدة يمكن الحصول على خسارة مسار اضافي من المسافة d_1 إلى المسافة d_2

$$\text{Path loss} = 40\log_{10}\left(\frac{d_2}{d_1}\right) \quad \text{(خسارة المسار)} \quad 20\text{-}3\text{-}2$$

2- تري المعـادلـة قاعـدة للربح نتيجة ارتفاع الهوائي بمقدار 6 ديسيبل/ الضعف (تتنـاسب مع $\sim h_1^2$) عنـد محطة القـاعـدة. وقد أكدت التجارب ذلك (في منطقة منبسطة) فعند مضاعفة ارتفاع الهوائي في القاعدة ازداد الربح بمقدار 6 ديسيبل . إذا ازداد (أو نقص) ارتفاع الهوائي h_1 بمقدار غير الضعف فإن : الربح (أو الخسارة) الناتج عن تغيير ارتفاع الهوائي يعطى بالمعادلة التالية :

$$\text{antenna height-gain (loss)} = 20\log_{10}\frac{h'}{h_1} \quad 21\text{-}3\text{-}2$$

حيث h' هو الارتفاع الجديد للهوائي .



الشكل 2-7
نموذج نظري مبسط

النقطتان الضعيفتان:

1- فقدان حد التردد في المعادلة 2-3-19 . وقد بينت المعطيات المقيسة أن علاقة خسارة المسار تجريبياً هي تابع للتردد بالشكل:

$P_r \propto f^{-n}$ حيث $2 \leq n \leq 3$

2- تري المعادلة قاعدة للربح من جراء ارتفاع الهوائي في الوحدة المتنقلة (يتناسب مع $\sim h_2^2$) بمقدار 6 ديسيبل/الضعف وهذا غير صحيح فإذا كان ارتفاع هوائي الوحدة المتنقلة 3 م (10 قدم) وخفض بمقدار النصف فإن النتائج التجريبية تبين خسارة في القدرة بمقدار 3 ديسيبل.

2-3-6 نموذج التنبؤ بخسارة المسار من منطقة إلى منطقة

يتألف هذا النموذج من جزئين: الأول التنبؤ بخسارة المسار من منطقة إلى منطقة الموصوف في هذا الفصل. والجزء الثاني يستخدم التنبؤ بخسارة المسار من منطقة إلى منطقة كقاعدة ويطورها إلى التنبؤ من نقطة إلى نقطة والموصوف في الفصل 2 - 3 - 7 .

يستخـدم التنبؤ من منطقة إلى منطقة عادة للتنبؤ بخسارة المسار فوق منطقة منبسـطة بشكل عام، بدون معرفة شكل المنطقة الخاص حيث تجري خسارة المسار

الحقيقية فوقها. إذا تم الحصول على خسارة المسار الحقيقية في منطقة هضبية علينا أن نتوقع فرقاً اكبر بين القيمة الحقيقية والقيمة المتنبأ بها من منحني التنبؤ من منطقة إلى منطقة. يتطلب التنبؤ عن خسارة المسار من منطقة إلى منطقة معلمتين هما:

1- القدرة عند نقطة التقاطع (1) ميل P_{r0}

2- ميل منحني خسارة المسار γ .

يمكن التعبير عن شدة حقل الاشارة المستقبلة P_r كما يلي:

$$P_r = P_{r_0}\left(\frac{r}{r_0}\right)^{-\gamma}\left(\frac{f}{f_0}\right)^{-n}\alpha_0$$ (العلاقة الخطية)

22-3-2

$$= P_{r_0} - \gamma \log\left(\frac{r}{r_0}\right) - n \log\left(\frac{f}{f_0}\right) + \alpha_0$$ (العلاقة اللوغاريتمية بالديسيبل)

حيث r بالميل أو بالكم و r_0 تساوي (1 ميل أو 1,6 كم).

يمكن التعبير عن γ برقم آستي في العلاقة الخطية أو بالديسيبل/العقد في العلاقة اللوغارتمية.

إن سبب أخذ نقطة تقاطع الـ (1) ميل هو أنه ضمن نصف القطر (1) ميل توجد شوارع قليلة جداً. ولهذا يجب تجنب المعطيات المستقاة من عدد محدود من القياسات التي لا تؤمن المتوسط الاحصائي. إن معامل التصحيح هو α_0. والمعادلة 21-3-2 هي علاقة عامة يمكن استخدامها في مجالات مختلفة من التردد طالما كان التردد أعلى من 30 م. هـ يكون طول الموجة عادة أقل من حجم المنشأة الصنعية (عند التردد الأعلى من 30 م. هـ) بحيث تسود ميكانيكية الانعكاس متعدد المسارات.

للتنبؤ عن خسارة المسار يفضل التنبؤ عن الاشارة المستقبلة بسوية قدرتها المطلقة (dBm) لتقارن مباشرة وبسهولة مع المعطيات التجريبية ولهذا السبب تفترض مجموعة الشروط التالية:

التردد ت f_0 = 900 م هـ.

ارتفاع هوائي محطة القاعدة = 30,48 م (100 قدم)

قدرة محطة القاعدة عند الهوائي = 10 واط

ربح هوائي محطة القاعدة = 6 ديسيبل بالنسبة لربح الثنائية

ارتفاع هوائي المحطة المتنقلة = 3 م (10 قدم).

ربح هوائي المحطة المتنقلة = 0 ديسيبل بالنسبة لربح الثنائية
ثم يستخدم معامل التصحيح لمجموعة الشروط المختلفة

$$\propto 1 = \left(\frac{\text{ارتفاع هوائي محطة القاعدة الجديد (م)}}{30{,}48\ \text{(م)}}\right)^2 = \left(\frac{\text{ارتفاع هوائي محطة القاعدة الجديد (قدم)}}{100\ \text{قدم}}\right)^2$$

$$\propto 2 = \left(\frac{\text{ارتفاع هوائي المحطة المتنقلة الجديد (m)}}{3}\right)^v = \left(\frac{\text{ارتفاع هوائي المحطة المتنقلة الجديد (قدم)}}{10}\right)^v$$

$$\propto 3 = \frac{\text{قدرة المرسل الجديدة}}{10\ \text{واط}}$$

$$\propto 4 = \frac{\text{ربح هوائي محطة القاعدة بالنسبة لثنائية } \lambda/2}{4}$$

$\propto 5$ = معامل تصحيح ربح الهوائي المختلف في المحطة المتنقلة .

يوجد ربح اشارة بمقدار 2 ديسيبل من أجل ربح للهوائي الحقيقي 4 ديسيبل عند المحطة المتنقلة في مناطق الضواحي وأقل من (1) ديسيبل لنفس الهوائي في مناطق المدن (انظر الفصل 3). تعطى α_0 بالعلاقة التالية :

$$\alpha_0 = \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \alpha_4 \alpha_5$$

حيث α_0 هي علاقة خطية أو α_0 تعطى بالعلاقة اللوغارتيمية بالديسيبل .

$$\alpha_0 = \sum_{i=1}^{5} \alpha_i \quad \text{dB} \tag{23-3-2}$$

حيث تحول كل $\propto i$ إلى تدريج الـديسيبل قبل الجمع . يمكن ايجاد المعلمتين γ و P_{r_0} من المعطيات التجريبية التالية :

في الفراغ الحر : $P_{r_0} = 10^{-4.5}$ م . واط = -45 dBm

$\gamma = 2 = 20$ ديسيبل / العقد

في منطقة مكشوفة : $P_{r_0} = 10^{-4.9}$ م . واط = -49 dBm

$\gamma = 4{,}35 = 43{,}5$ ديسيبل / العقد

في منطقة ضواحي : تتشابه معظم مناطق الضواحي في الولايات المتحدة .

فهي تتألف من بيوت ـ مزارع ـ منازل تقليدية . . الخ تنتشر على شكل بلدان صغيرة ذات مباني بطابقين أو ثلاثة . لهذا يمكن استخدام منحني خسارة المسار لمناطق الضواحي في أي من أرياف الولايات المتحدة .

$P_{r_0} = 10^{-6.17}$ م . واط = -61,7 dBm

γ = 3,84 = 38,4 ديسيبل / العقد

في منطقة مدن (فيلادلفيا) : $P_{r_0} = 10^{-7}$م . واط = -70 dBm

γ = 3,68 = 36,8 ديسيبل / العقد

(ربح هوائي المحطة المتنقلة بطول λ 3/4 هو (1) ديسيبل في منطقة المدن .

في منطقة مدن (نيوآرك) : $P_{r_0} = 10^{-6.4}$ م . واط = -64 dBm

γ = 4,31 = 43,1 ديسيبل / العقد

في منطقة مدن (طوكيو ـ اليابان) : $P_{r_0} = 10^{-8.4}$م . واط = -84 dBm

γ = 3.05 = 30,5 ديسيبل / العقد

تحديد قيمة n في المعادلة 2-3-22

تحدد قيمة n في المعادلة 2-3-22 من معطيات تجريبية،يقول أوكومورا : ان n=30 ديسبل / العقد ويقول يونغ أن n = 20 ديسبل / العقد، ولهذا فإن :

$$20 \text{ dB/dec} < n < 30 \text{ dB/dec} \qquad 2\text{-}3\text{-}24$$

حيث n صحيحة في مدى التردد من 30 م .هـ إلى 2000 م هـ ومدى البعد 2 كم إلى 30 كم أي حوالي 1,5 ميل إلى 20 ميل . يظهر أن قيمة n تعتمد على الموقع الجغرافي ومدى التردد العامل، ففي منطقة ضواحي أو مكشوفة مع تردد عامل أقل من 450 م هـ ينصح بأخذ n = 20 ديسيبل / العقد وفي منطقة مدن مع تردد عامل أعلى من 450 م . هـ ينصح بأخذ n = 30 ديسيبل / العقد .

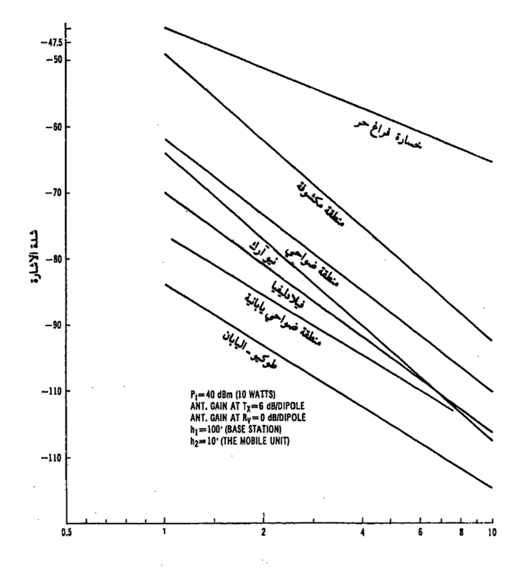
تحديد القيمة الأسية υ في معامل التصحيح α_2[10].

يمكن إيجاد قيمة υ من المعطيات التجريبية أيضاً .

υ = 2 لهوائي محطة متنقلة بارتفاع جديد أكثر من 10 م (30 قدم) .

υ = 1 لهوائي محطة متنقلة بارتفاع جديد أقل من 3 م (10 قدم) . 2-3-25

يظهر التصحيح الصافي لارتفاع هوائي المحطة المتنقلة في المعادلة 2-3-29



الشكل 2-8 خسارة مسار الانتشار في مناطق مختلفة

$$P_r = -61.7 - 38.4\log r - n\log\left(\frac{f}{900}\right) + \alpha_0 \quad \text{dBm} \quad \text{(منطقة ضواحي)}$$

$$= -70 - 36.8\log r - n\log\left(\frac{f}{900}\right) + \alpha_0 \quad \text{dBm} \quad \text{(فيلادلفيا)} \qquad 26\text{-}3\text{-}2$$

$$= -64 - 43.1\log r - n\log\left(\frac{f}{900}\right) + \alpha_0 \quad \text{dBm} \quad \text{(نيوآرك)}$$

$$\alpha_0 = 20\log\left(\frac{h_1}{100'}\right) + 10\log\left(\frac{P_t}{10\,w}\right) + (g_1 - 4) + g_2 + 10\log\frac{h_2}{10'}$$

$$= 20\log h_1 + 10\log P_t + g_1 + g_2 + 10\log h_2 - 64 \qquad 27\text{-}3\text{-}2$$

حيث تقدر القيم الجديدة P_t بـالواط وارتفاعـا هوائيـي محطـة القـاعدة h_1 والوحدة المتـنـقلـة h_2 بـالأقـدام ، وربحـا هوائـي محطـة القاعــدة g_1 والوحــدة المتنقلـة g_2 بـالديسـيبل و r بـالميـل و f بالميغاهرتز. يمكـن الحصـول على قيمـة α_0 الواردة في المعادلة 27-3-2 بوضع قيم P_t ، h_1 ، h_2 ، g_1 ، g_2 فيها .

حيث r بالميل و f بالميغاهرتز. بينت المعادلات الثلاث في الشكل 2-8 مع $\alpha_0 =$ 0 ديسيبل. α_0 هو معـامـل تصحيح يتـألف من خمسـة معـاملات تصحيح جزئية ذكــرت سابقـاً. تؤمن المعـادلـة 26-3-2 خطاً وسـطاً ويكـون الانحـراف المعياري للمعطيات المتنبأ بها هو 8 ديسيبل فوق أو تحت خط الوسط.

يمكن ايجاد نقطة تقاطع الميل الواحد P_{r_0} و خط الميل γ بسهولة وذلك بأخذ عدة نقـاط ميدانية عنـد نصف القـطر 1 ميل ونصف القـطر 10 ميل وبما أننا نبدأ القياس على مسافة 1 ميل من مرسل محطة القاعدة في منطقة ذات انشاءات صنعية متشابهة فإن المواقع المختلفة لهوائيات محطة القاعدة سوف لن تؤثر على منحني خسارة المسار التجريبي .

لهذا إذا انتقيت نقطتان وسطيتان من مجموعة المعطيات المقيسة عند مسافتين مختلفتين (1 ميل و 10 ميل) ووصلنا بينهما بخط يتم الحصول عندئذ على نقطة تقاطع الميل الواحد P_{r_0} وخط الميل γ .

إذا كانت التضاريس مختلفة في الاتجاهات المختلفة من محطة القاعدة عندئذ يمكن أن نحتاج إلى نقطة مختلفة لتقاطع الميل الواحد وخط ميل γ مختلف في كل اتجاه.

معدل انخفاض سوية الاستقبال عند الحدود.

يمكننا أن نحاول تقدير سوية الاستقبال من مقدار الانخفاض بالديسيبل عندما تتحرك المحطة المتنقلة بالسرعة الاعتيادية بدءاً من حدود تغطيتها الخاصة والتي تدعى خلية ـ لنفترض أن محطة تتحرك بسرعة 15 ميل/ ساعة في خلية 2 ميل وبسرعة 60 ميل/ ساعة في خلية 8 ميل وهذا افتراض معقول لأن الخلية الأصغر تشير إلى ازدحام اكبر وسرعات أبطأ.

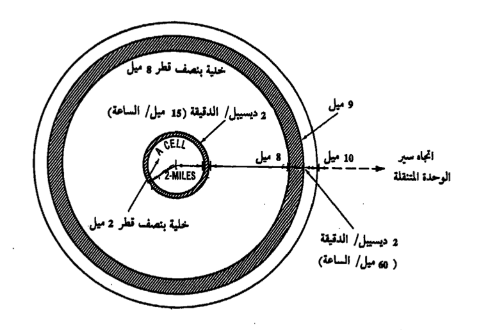
في الحالة الأولى تسير المحطة من حدود الخلية 2 ميل إلى بعد 2,25 ميل عن محطة القاعدة في دقيقة. يمكن ايجاد الفارق في سويتي الاستقبال من 2 ميل إلى 2,25 ميل (بعد دقيقة واحدة) من المعادلة 2-3-26 . باستخدام معدلات التنبؤ لمناطق الضواحي فإن انخفاض الاشارة في الدقيقة يعبر عنه كما يلي:

$$\Delta P = -38.4\,(\log_2 - \log_{2.25}) = 1.9 \sim 2 \text{ dB/min} \qquad \text{28-3-2أ}$$

في الحالة الثانية إذا كانت المحطة تسير من حدود الخلية 8 ميل إلى البعد 9 ميل عن محطة القاعدة في دقيقة (المكافئة لسرعة 60 ميل/ ساعة) يكون انخفاض الاشارة في الدقيقة كمايلي:

$$\Delta P = -38.4\,(\log_8 - \log_9) = 1.9 \sim 2 \text{ dB/min} \qquad \text{28-3-2ب}$$

بمقارنة المعادلتين 2-3-28أ و 2-3-28ب يمكننا القول أن سوية شدة المجال تنخفض بمعدل 2 ديسيبل/ الدقيقة كما هو واضح في الشكل 2-9 . يمكن أن يكون هذا هو الخط المرشد للاجراء المتخذ في عملية تبديل القناة (رفع اليد) التي ستشرح في الفصل 5 .



الشكل 2-9
قاعدة معدل انخفاض شدة الاشارة 2 ديسيبل / الدقيقة

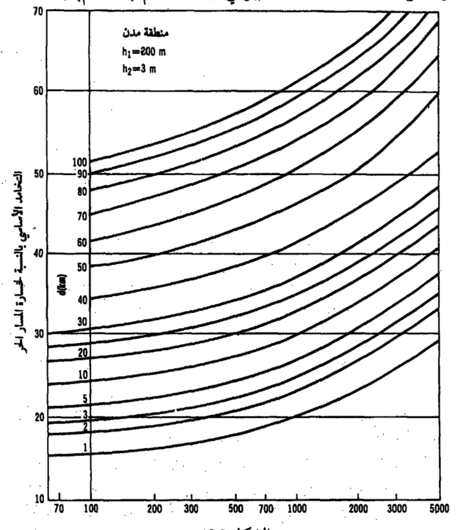
تعليق على انتقاء نموذج لخسارة مسار الراديو المتنقل.

يتوجب في النموذج الجيد للتنبؤ عن خسارة انتشار الراديو المتنقل أن يميز بين المناطق المكشوفة والضواحي والمدن. للنموذج الموصوف في هذا الفصل تلك الميزات. ينفرد كل من مناطق المدن مثل منطقة سان فرانسيسكو الهضبية ومنطقة شيكاغو المنبسطة بتضاريسها وأبنيتها وهيئات شوارعها. أن النموذج الموصوف في هذا الفصل يفرق بين مناطق المدن المختلفة. إن نموذج التنبؤ الجيد يجب أن يتبع نفس خطوط الارشاد بدون غموض بحيث يحصل كل مستثمر على نفس الاجابة لشروط محددة.

2-3-7 نموذج اوكومورا وغيره (Okumura et al.)

صدرت نماذج كثيرة في الماضي، نختار منها نموذجاً واحداً فقط إضافة للنموذج الموصوف في الفصل السابق. يستطيع هذا النموذج (نموذج اوكومورا وغيره) أن يميز المنشآت الصنعية ويولد مجموعة كاملة من المعطيات التجريبية.

بني نموذج أوكومورا على أساس المعطيات المجمعة في منطقة طوكيو ويستخدم النموذج معطيات طوكيو الحديثة كمتنبىء اساسي لمناطق المدن. يري الشكل 2-10 مجموعة من المنحنيات لمحطة قاعدة بهوائي ارتفاعه 200 م (656 قدم) ومحطة متنقلة



الشكل 2-10

منحني التنبؤ للتخامد الوسطي الاساسي فوق منطقة منبسطة في منطقة مدن

بهوائي ارتفاعه 3 م (10 قدم). إن معاملات التصحيح لارتفاعات الهوائي المختلفة هي :

تصحيح ارتفاع هوائي محطة القاعدة = 20 لغ $\left(\frac{h'_1}{200\ m}\right)$ $10 < h'_1$ م

29-3-2 تصحيح ارتفاع هوائي المحطة المتنقلة = 20 لغ $\left(\frac{h'_2}{3\ m}\right)$ $3 > h'_2$ م

تصحيح ارتفاع هوائي المحطة المتنقلة =

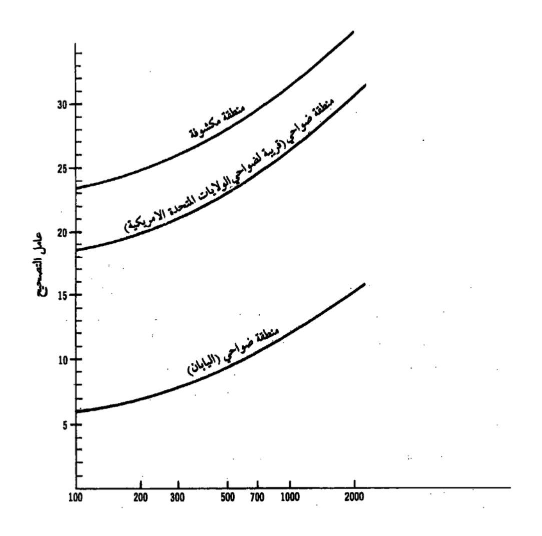
$2 \times h2 \times$ لغ $\left(\frac{h'_2}{3\ m}\right)$ م $10 > h2 >$ م 3

لاتتطابق معاملات التصحيح في المناطق الريفية اليابانية مع تلك في المناطق الريفية في الولايات المتحدة بشكل جيد. وتبدي الأخيرة توافقاً أفضل مع منحني التصحيح في منطقة مكشوفة في اليابان. يمكن أن يكون سبب ذلك أن البيوت في اليابان في المنطقة الريفية مكتظة أكثر من المناطق الريفية في الولايات المتحدة .

يري الشكل 2-11 معاملات التصحيح للمناطق المكشوفة والمناطق الريفية في الولايات المتحدة والمناطق الريفية اليابانية. تتطابق نتائج المناطق الريفية في الولايات المتحدة بشكل اجمالي مع التنبؤات المأخوذة من النموذج الجديد في القسم 2-3-6.

يمكن تحويل المعطيات التي تم الحصول عليها من نموذج أوكومورا إلى ميول منحني خسارة مسار الانتشار. وقد بيَّن ذلك في الشكل 2-8. لكل مدينة ميل منحنيها الخاص ـ ميل منحني طوكيو مستوي تقريباً 30 ديسيبل / العقد فقط، لكن تقاطع الميل الواحد انخفض بـ 21,5 ديسيبل منه في المناطق الريفية في الولايات المتحدة، وهذا يؤكد حاجتنا لمعلمتين: نقطة تقاطع الميل الواحد وميل منحني خسارة المسار لوصف منطقة بشكل عام.

يدل النموذج النظري لخسارة المسار المبين في القسم 2-3-5 أن خسارة المسار في بيئة الراديو المتنقل هي 40 ديسيبل / العقد وان ميول خسارة المسار في مناطق مكشوفة وريفية وفي نيوأرك (منطقة مدن مأهولة) تكون حوالي 40 ديسيبل / العقد. وهذا بسبب خلو المناطق المحيطة بهوائيات محطات القاعدة بحيث تطبق التنبؤات النظرية للمعادلة 2-3-20. أما في فيلادلفيا وطوكيو فإن هوائيات محطة القاعدة ليست مكشوفة وان مايحيط بها ليس خالياً ولهذا فإن تقاطع الميل الواحد أنخفض نتيجة للوسط المحيط. إضافة لذلك فإن خسارة المسار لاتتأثر كثيراً عند المسافة 16 كم (10 ميل) بما يحيط بمحطة القاعدة مما ينتج أن ميول خسارة المسار لفيلادلفيا وطوكيو أكثر استواء.



الشكل 2-11

معامل التصحيح لنموذج أوكومورا

8-3-2 العلاقة العامة لخسارة المسار في بيئات مختلفة :

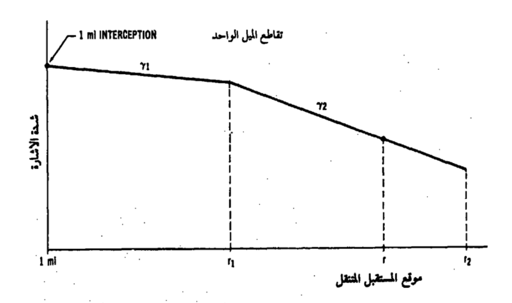
غالباً ما يكون الانتشار على المسار الراديوي بين محطة القاعدة والمحطة المتنقلة فوق اكثر من نوع من البيئة ، ربما ترسل الاشارة فوق منطقة ريفية حيث توجد محطة القاعدة ثم تنتشر فوق منطقة مدن حيث تسير المحطة المتنقلة . يختلف الميل γ في كل

بيئة. يمكن للنموذج الجديد الموصوف في القسم 2-3-6 أن يوسع ليغطي هذه الحالة.

إذا كان ميل خسارة المسار γ_1 المتنبأ به في المنطقة أ (الريفية) و γ_2 في المنطقة ب (المدن) فإن سوية القدرة P_r المتنبأ بها والمستقبلة في المنطقة ب على بعد r من محطة القاعدة هي:

$$P_r = P_{r_0} \left(\frac{r_1}{r_0}\right)^{-\gamma_1} \left(\frac{r}{r_1}\right)^{-\gamma_2} \alpha_0 \qquad r_1 \le r \le r_2 \qquad 30\text{-}3\text{-}2$$

حيث تقع r_1 على حد المنطقة أ و r ضمن حدود المنطقة ب، P_{r_0} القدرة عند نقطة تقاطع الميل الواحد. وضحت المعادلة 2-3-30 في الشكل 2-12 . إن مبدأ التعاكسية صحيح دوماً. سيتواجد نفس سوية الاستقبال المتنبأ بها عند محطة القاعدة إذا أرسلت المحطة المتنقلة، على كل حال إذا تبادلت محطة القاعدة والمحطة المتنقلة الأماكن بين المنطقة أ والمنطقة ب تبقى النتيجة واحدة ما دامت المناطق منبسطة— هذه النتيجة ليست صحيحة في المنطقة الهضبية الموصوفة في القسم 2-5. .



الشكل 2-12
الانتشار عبر بيئتين مختلفتين

العلاقة العامة للانتشار عبر عدد N من البيئات المختلفة :

تستنتج سوية الاشارة المستقبلة لموجة تمر عبر N بيئة مختلفة من المعادلة 2-3-30:

$$P_r = P_{r_0}\alpha_0 \cdot (r_1)^{-\gamma_1}\left(\frac{r_2}{r_1}\right)^{-\gamma_2}\left(\frac{r_3}{r_2}\right)^{-\gamma_3}\cdots\left(\frac{r}{r_{N-1}}\right)^{-\gamma_N} \quad \text{31-3-2}$$

حيث $r_{N-1} < r < r_N$

تعرف خسارة المسار $\mathscr{L}$ بالعلاقة التالية :

$$\mathscr{L} = \frac{P_r}{P_t} = \frac{P_{r_0}}{P_t}\alpha_0\,(r_1)^{-\gamma_1+\gamma_2}(r_2)^{-\gamma_2+\gamma_3}\cdots(r_{N-1})^{-\gamma_{N-1}+\gamma_N}\cdot(r)^{-\gamma_N} \quad \text{32-3-2}$$

حيث ان P_t هي القدرة المقدمة إلى هوائي محطة القاعدة و P_{r_0} هي القدرة عند نقطة تقاطع الميل الواحد المبين في المعادلة 2-3-31، α_0 هو معامل التصحيح .

2-4 التنبؤ من نقطة إلى نقطة (تنبؤ خسارة المسار فوق منطقة هضبية)

هناك حالتان في المنطقة الهضبية : واحدة غير معيقة للاستقبال بسبب انبساط المنطقة والأخرى معيقة للاستقبال بسبب الهضاب في المنطقة .

2-4-1 التنبؤ من نقطة إلى نقطة في شروط غير معيقة .

في هذه الحالة لاتوجد عوائق بين محطة القاعدة والمحطة المتنقلة . تتكون الاشارة المستقبلة من نوعين من الأمواج، موجة مباشرة وموجة منعكسة عندما يكون طول المسار الحقيقي فوق الأفق الراديوي . عندما يزداد طول المسار في بيئة الراديو المتنقل تصبح زاوية التماس أصغر أي أن ارتفاع الهوائيين في كلا الجانبين (محطة القاعدة والمحطة المتنقلة) أقل بكثير من طول مسار الانتشار.عندما تزيد المسافة عن مسافة الأفق الراديوي هناك خسارة اضافية في هذه الحالة فقط . ولهذا السبب يستخدم التنبؤ هنا لطول مسار انتشار فوق الأفق الراديوي .

تبنى التغطية العظمى لمحطة القاعدة على مسافة الأفق الراديوي والذي يدعى أيضاً نصف قطر التغطية .

$$\text{نصف قطر التغطية} \le \sqrt{2h}\ \text{miles} \quad \text{1-4-2}$$

$$\le 2.9\sqrt{2h'}\ \text{km}$$

حيث h هو ارتفاع هوائي محطة القاعدة بالقدم و h' بالأمتار.

يكون تخامد (توهين) الاشارة خلف الأفق الراديوي أكبر منـه فـوق الأفـق الراديـوي ويختلف باختلاف التردد حيث يكون :

22 ديسيبل/العقد عند 43 م هـ

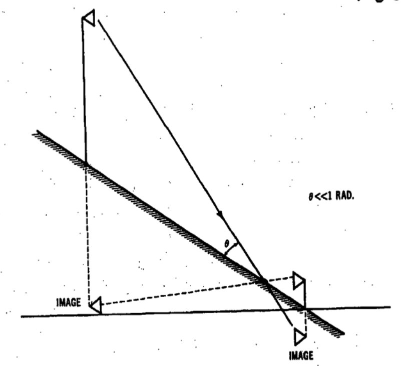
66 ديسيبل/العقد عند 430 م هـ

79 ديسيبل/العقد عند 850 م هـ

160 ديسيبل/العقد عند 3.4 جـ هـ

نقاط الانعكاس في منطقة هضبية :

بما أن زاوية التماس على الأرض التي تسبب موجة منعكسة إلى المحطة المتنقلة صغيرة عادة، تستخدم طريقة تقريبية لايجاد نقطة الانعكاس في منطقة هضبية كما هو مبين في الشكل 2-13 وتتبع نفس الخطوات المبينة في الشكل 2-4 . هناك نوعان من وصلات الارسال بينا في الشكل 2-14 وبنيا على المواقع المختلفة لنقاط الانعكاس، في النوع أ توضعت محطة القاعدة على أرض منبسطة وسارت المحطة المتنقلة على ميل هضبي وفي النوع ب توضعت محطة القاعدة على رأس الهضبة وتحركت المحطة المتنقلة على أرض منبسطة .



الشكل 2-13

نقطة الانعكاس على أرض مائلة

يوجد لكل من هذين النوعين صنفان من الأمواج المنعكسة أحدهما يدعى الموجة المنعكسة مرآوياً والآخر يدعى الموجة المنغكسة المنتشرة.

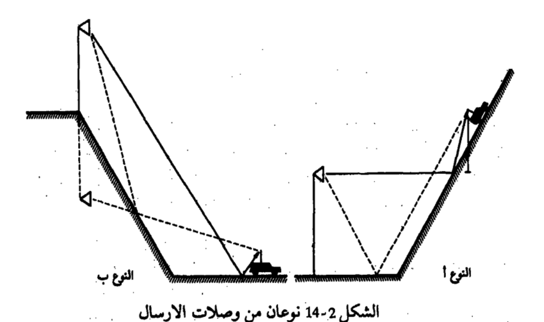
تحتفظ الموجة المنعكسة مرآوياً بالجزء الأكبر من الطاقة المنعكسة.

ويمكن تمييزها بسهولة لأن نقطة انعكاسها دائماً أقرب إلى المحطة المتنقلة من باقي نقاط الانعكاس، وتصبح الاشارة المستقبلة كما يلي:

$$P_r = P_t \left(\frac{h_1' h_2}{r^2}\right)^2. \qquad 2\text{-}4\text{-}2$$

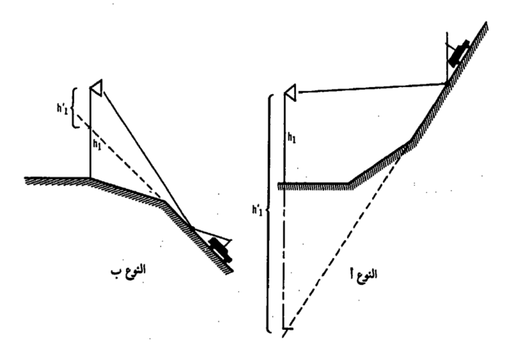
حيث ارتفاع هوائي محطة القاعدة هو h'_1 وهو الارتفاع الفعال للهوائي.

يقاس الارتفاع الفعال للهوائي كما يلي: حدد مستوي المتحدر الأرضي الذي تقع عليه نقطة الانعكاس المرآوي باتجاه موقع محطة القاعدة وقس ارتفاع الهوائي من الهوائي إلى امتداد مستوي المنحدر الارضي كما هو ظاهر في الشكل 2-15 . يعرض الشكل 2-15 أ حالة ارتفاع فعال للهوائي اكبر من الارتفاع الحقيقي للهوائي ويعرض الشكل 2-15 ب حالة ارتفاع فعال للهوائي أقل من الارتفاع الحقيقي للهوائي. في الحقيقة إن لمستوي انحدار الأرض زاوية صعود صغيرة جداً دائماً.



الشكل 2-14 نوعان من وصلات الارسال

لكي نري ظاهـرة الانعكـاس نكبر المحور الرأسي (y) بحيث يكون المقياسان على المحورين x , y مختلفين، أحدهما بالأقدام (أو الأمتار) والآخر بالأميال (أو الكم).



الشكل 2-15
ثلاثة مستويات من الانحدار الأرضي

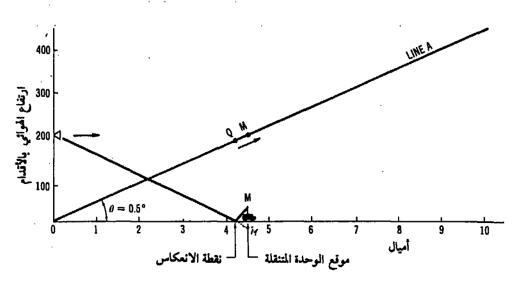
يقاس ارتفاع هوائي محطة القاعدة (الحقيقي أو الفعال) شاقولياً الى أعلى دوماً (على المحور y) وليس عمودياً على مستوى المنحدر الارضي (الذي هو في الحقيقة يميل بزاوية صغيرة جداً إذا طبق نفس المقياس على المحورين (y, x) . ارتفاع هوائي المحطة المتنقلة h هو الارتفاع الحقيقي له دائماً لايوجد ارتفاع فعال لهوائي المحطة المتنقلة.

اعتباران خاصان في المنطقة الهضبية

أ ـ تحويل المقياس ان رسم مسار الانتشار على الورق بمقياسين مختلفين على المجورين y ,x يتطلب قدراً من الحذر.

لنفترض أن مقياس 100 قدم : 1 ميل استخدم للمحورين x , y كما هو ظاهر في

الشكل 2-16 . هذا يعني أن نفس الطول لـ 100 قدم على المحور y يساوي 1 ميل على المحور x فإذا كانت زاوية التماس الفعلية 0.5° فإن الزاوية المرسومة على الورق تكون 26.4° (= 0.5° × 5280/100) كما هو مبين في الشكل. تستخدم الزاوية θ هذه على الخط A لرسم وإظهار مسار الانتشار بسهولة أكثر.



الشكل 2-16

تحويل المقاييس والزوايا ونقاط الانعكاس

مثال 2 - 2 : لنفترض أن ارتفاع هوائي محطة القاعدة هو 200 قدم وارتفاع هوائي المحطة المتنقلة هو 10 قدم وزاوية التماس هي 0.5° . أوجد موقع المحطة المتنقلة ونقطة الانعكاس على الشكل (انظر الشكل 2 - 16) . حوّل الزاوية 0.5° إلى 26.4° في الشكل 2-16 وارسم الخط A بالزاوية الجديدة. استخدم ارتفاع هوائي محطة القاعدة 200 قدم على المحور y وسر أفقياً إلى نقطة التقاطع مع الخط A . موقع نقطة الانعكاس هو نفس النقطة Q على المحور x . من النقطة Q . اتبع الخط A لارتفاع 10 قدم إلى النقطة M . وموقع المحطة المتنقلة هو نفس النقطة M على المحور x .

ب) استخدام الارتفاع الفعال لهوائي محطة القاعدة: أوجد الارتفاع الفعال لهوائي محطة القاعدة والمسافة r_1 بين نقطة الانعكاس المرآوي والمحطة المتنقلة للنوعين:

ـ بما أن مقياسي المحـورين x و y مختلفـان عنـدمـا نعـبر عن منطقة هضبية فإن قياس مسـافة على منحدر أرضي مبنياً على مقياس المحور x ليس مناسباً.إذا استخدم نفس المقياس للمحـورين x و y عندئذ يكون الخطأ بين المسافة الحقيقية المقيسة على المنحدر الأرضي والمسافة المقيسة على المحور x مهملاً، ولهذا تقاس المسافة بين محطة القاعدة والمحطة المتنقلة على المحور x (وليس على المنحدر الأرضي).لتبسيط العملية نقول، لتكن R المسافة بين محطة القاعدة واسفل الهضبة و r المسافة بين محطة القاعدة والمحطة المتنقلة، r_1 المسافة بين نقطة الانعكاس والمحطة المتنقلة .هذه المعلمات مبينة على الشكل 2-17 . ومنها :

للنوع أ

$$h_{e_1} = h_1 + \frac{HR}{r - R} = h_1 + h_{11} \qquad \text{3-4-2}$$

$$r_1 = \frac{h_2 r}{h_{e_1} + h_2} \qquad \text{4-4-2}$$

للنوع ب

$$h_{e_1} = h_1 + H \qquad \text{5-4-2}$$

$$r_1 = \frac{h_2 r}{h_{e_1} + h_2} \qquad \text{6-4-2}$$

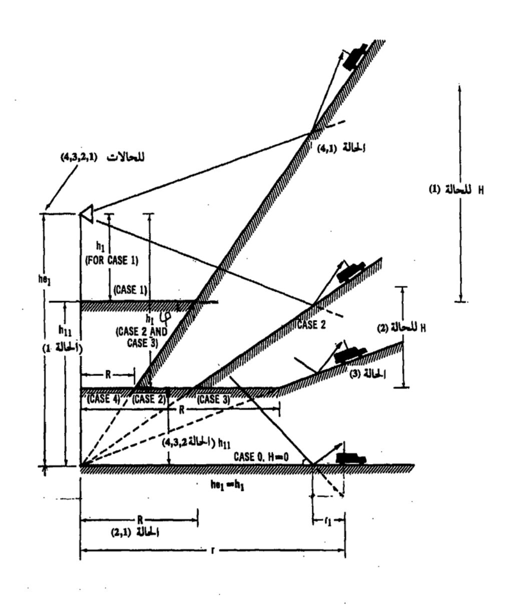
من المعادلتين 2-4-4 و 2-4-6 نستطيع أن نبين أن موقع نقطة الانعكاس وكذلك الارتفاع الفعال لهوائي محطة القاعدة يبقيا ثابتين كما هو مبين في الشكل 2-17 بشرط أن تبقى المسافة r وارتفاع هوائي المحطة المتنقلة h_2 ثابتين /

النوع آ

$$h_{e_1} = h_1 + \frac{HR}{r - R} = A \quad (\text{ثابت}) \qquad \text{7-4-2}$$

النوع ب

$$h_{e_1} = h_1 + H = A \quad (\text{ثابت}) \qquad \text{8-4-2}$$



الشكل 17-2

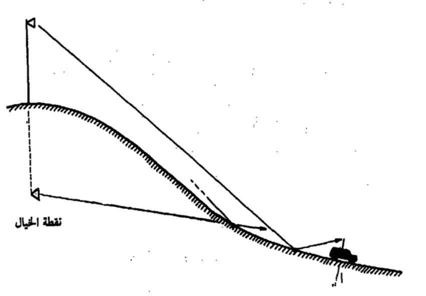
شروط الارتفاعات الفعالة للهوائي

- في النـوع أ من التضـاريس : لتكن R ثابتـة في المعادلة 2-4-7 ولتتغير H و h_1 بين الحالة (1) والحالة (2) كما في الشكل 2-17 ولتكن h1 ثابتة في المعادلة 2-4-8 ولتتغير H و R بين الحـالـة (3) والحـالـة (4) . لتتغير R و H و h_1 بين الحالة (1) والحالة (3) للحالات الاربع كلها نفس القيم r_1 و h_{e_1} كما ذكرنا سابقاً.

- في النوع ب من التضاريس : لتكن $h_1 = A - H$ في المعادلة 2-4-8 يمكن أن تأخذ H أي قيمة، ما دامت $H < A$ وتحدد h_1 طبقاً لذلك وتبقى قيمة r_1 نفسها.

نقاط الانعكاس على هضاب مدورة

لا تشكل الأرض في الطبيعة خطاً مستقيماً وتكون عادة على شكل هضبة مدورة. تتحدد نقاط الانعكاس على هضبة مدورة بتطبيق طريقة الخيال عند محطة القاعدة وعند الوحدة المتنقلة. لاتنطبق نقطتا الانعكاس اللتان تم الحصول عليهما من موقعي خيال مختلفين في الأرض الهضبية المدورة (انظر الشكل 2-18). تعتبر نقطة الانعكاس الأقرب إلى الوحدة المتنقلة هي نقطة الانعكاس الفعالة. إن المنطق المستخدم في هذا الانتقاء هو نفسه المستخدم في انتقاء نقطة الانعكاس المرآوية كنقطة فعالة.



الشكل 2-18
نقطة الانعكاس على هضبة مدورة

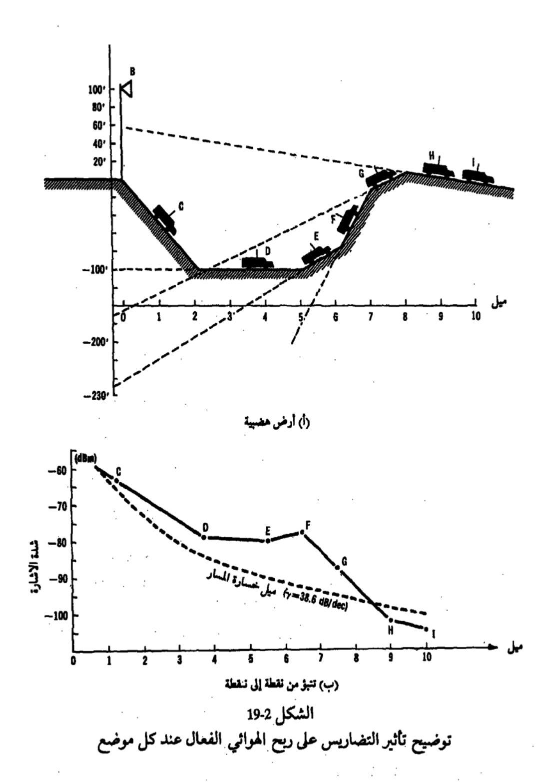
تطبيق على أرض هضبية (تلال)

إن التنبؤ المعـرف هنا هو تنبؤ من نقطة إلى نقطة كما هو مشروح في منشورة لي (12) ويمكنـه أن يتنبأ عن قيمة اشارة الاستقبال بدقة كبيرةجداً .عند تطبيق هذا التنبؤ يمكن تقليل مدى نشر σ 1المقـدر بـ 8 ديسيبـل والمشتق من نموذج منطقة إلى منطقة (انـظر الفصـل 2-3-6) إلى 3 أو 4ديسيبل . في منشورة لي يقع نشر σ 1طبقاً لتثبته في مناطق معينة ضمن 1 ديسيبل ، إن سبب استعمال التنبؤ من نقطة إلى نقطة يعود إلى مايلي :

1 - يمكن لقيمة النشر 8 ديسيبل التي تم الحصول عليها من نموذج منطقة إلى منطقة والمطبقة فوق أرض منبسطة أن تزداد إذا طبق النموذج على منطقة هضبية، تتغير الاشارة المستقبلة في المنطقة الهضبية وينتج عن ذلك مدى واسع من قيمة النشر σ 1التي نحصل عليها من منحني خسارة المسار لتلك المنطقة. عندئذ تصبح القيمة المقروءة من منحني خسارة المسار ليست بذات معنى لأن الفارق بين القيمة المتنبأ بها والقيمة المقيسة يمكن أن يزيد عن ± 8 ديسيبل أي 16 ديسيبل .

2 - لنفترض حدوث تغير شديد في تغير الاشارة في تلك المنطقة ، عندئذ وقبل استخدام النقاط الكثيرة للمعطيات المقيسة لانشاء ميل منحني خسارة المسار يمكن استخدام علاقة ربح الارتفاع الفعال للهوائي لتصحيح صف المعطيات وكأنها استقبلت من أرض منبسـطة . يتنـاقص مدى النشر بعـد التصحيح بشـدة، هذه هي الـطريقة المستخدمة لايجاد الميل المتوسط لخسارة المسار والتنبؤ من منطقة إلى منطقة أولاً ومن ثم تستخدم علاقة ربح ارتفاع الهوائي لتصحيح قيمة خسارة المسار الموافقة لذلك الموقع . وبذلك يتم الحصول على التنبؤ من نقطة إلى نقطة .

لتـوضيح التنبؤ عن خسارة المسار في منطقة هضبية، نحصل أولاً على ميل خسارة المسار كما في الشكل 2-19 ب . لنفترض أن المسار الراديوي ومسار الوحدة المتنقلة هما نفس المسار لسهولة الشرح. ولهذا رسمت الارتفاعات على طول المسار الراديوي في الشكل 2-19 أ. وضعت معاملات التصحيح (ربح أو خسارة ناتجة من علاقة ربح الارتفاع الفعال للهوائي) في الجدول 2-2 .



الشكل 2-19
توضيح تأثير التضاريس على ربح الهوائي الفعال عند كل موضع

جدول 2-2 الربح أو الخسارة الناتجين عن الربح الفعال لارتفاع الهوائي

المواقع	B	C	D	E	F	G	H	I
الهوائي الفعال h_e قدم	100	100	200	330	620	250	60	60
الربح (الخسارة) = (20 لغ he/h_1) ديسيبل	0	0	6	10.37	15,85	8	(4,4-)	(4,4-)
البعد (ميل)	0	1,15	3,75	5,5	6,5	7,5	9	10
خسارة المسار من منطقة إلى منطقة ديسيبل ميلي وات (dbm) (منطقة ريفية)	46	63-	84-	90-	93-	95-	98-	100-
خسارة المسار من نقطة إلى نقطة ديسيبل ميلي وات	46	63-	78-	79,63-	77,15-	87-	102,5-	104,5-

رسمت التنبؤات من نقطة إلى نقطة في الشكل 2-19 ب

تأثيرات وعورة التضاريس والمنشآت الصنعية

علينا أن نختبر وعورة الأرض وانتظامها باتباع المعيار المبين في القسم 2-3-2 (انظر الشكل 2-5) في المنطقة ذات السطح المنبسط والمنتظم نسبياً. يمكننا الحصول على خسارة المسار من تنبؤ منطقة إلى منطقة المبين في القسم 2-3-6

في السطح الوعر يجب أن يكون الفاصل بين مرتفعين SR أعلى من ارتفاع رايلي HR. في مثل هذه المنطقة نحصل على خسارة المسار من التنبؤ من نقطة الى نقطة.

في البنية الصنعية تطبق القيم الاحصائية المتنبأ بها فقط في البيئة المبنية عشوائياً. إذا وقع بناء شاهق بين الوحدة المتنقلة ومحطة القاعدة ولاتوجد عواكس أخرى استحال استقبال الاشارة في الوحدة المتنقلة. لاتنطبق هذه الحالة على النموذج الاحصائي. مثال ذلك في مدينة نيويورك وبحسب موقع هوائي محطة القاعدة والمنطقة التي تجمع فيها المعطيات عن شدة الاشارة بالوحدة المتنقلة يبلغ الانحراف المعياري أو النشر 1σ مقدار 14 ديسيبل.

2-4-2 التنبؤ من نقطة إلى نقطة في بيئة معيقة ـ خسارة الظل ـ

تحدد نظرية الانعراج التي تنبأ بها فرنل ـ كيروشوف مقدار خسارة الظل وقد نشرت هذه النظرية في أواسط القرن التاسع عشر وتنطبق على الضوئيات أو تقنيات تتبع الأثر الشعاعي. في بيئة الراديو المتنقل تكون الهضاب والجبال والعوائق الأخرى أكبر بكثير من طول الموجة التي ينطبق عليها حل الانعراج على حد السكين.

في هذه الشروط لا يتدخل ربح الارتفاع الفعال للهوائي ، هناك اربعة معلمات مطلوبة هي :

r_1ـ المسافة من حد السكين إلى محطة القاعدة .

r_2ـ المسافة من حد السكين إلى الوحدة المتنقلة .

h_pـ ارتفاع حد السكين .

λـ طول الموجة .

تستخدم معلمة جديدة ν لرسم خسارة الظل حيث :

$$\nu = -h_p\sqrt{\frac{2}{\lambda}\left(\frac{1}{r_1}+\frac{1}{r_2}\right)} \qquad 9\text{-}4\text{-}2$$

المبينة في الشكل 2-20 عندما تكون $h_p = 0$ و $\nu = 0$ فذلك يدل على شرط خسارة 6ديسيبل . يمكن أن ترى الصورة الفيزيائية في الشكل 2-21أ مع $h_p = 0$. وقد أشير إلى حالتين خاصتين أيضاً .

1 ـ إذا كانت $h_p = h_p'$, $r_1 + r_2 > r_1' + r_2'$ و $\lambda = \lambda'$ (ظهرت هذه الحالة في الشكل 2 - 21 ب) فإن خسارة الظل لمسافة انتشار طويلة أقل منها لمسافة انتشار قصيرة وذلك لأن، كما يرى من المعادلة 2 - 4 - 9 .

$$\nu' > \nu, \qquad \mathscr{L}_L' > \mathscr{L}_L$$

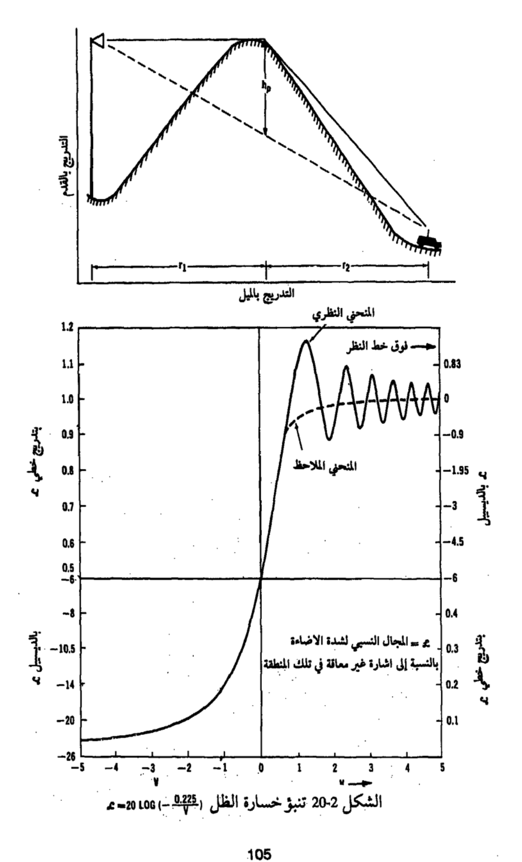
2-إذا كانت $r_2 << r_1$ فإن خسارة الظل لاتعتمد على r_1 كما هو مبين في المعادلة 2-4-9 .

$$\nu = -h_p\sqrt{\frac{2}{\lambda r_2}}, \qquad \mathscr{L}_L = f(h_p \cdot \lambda r_2)$$

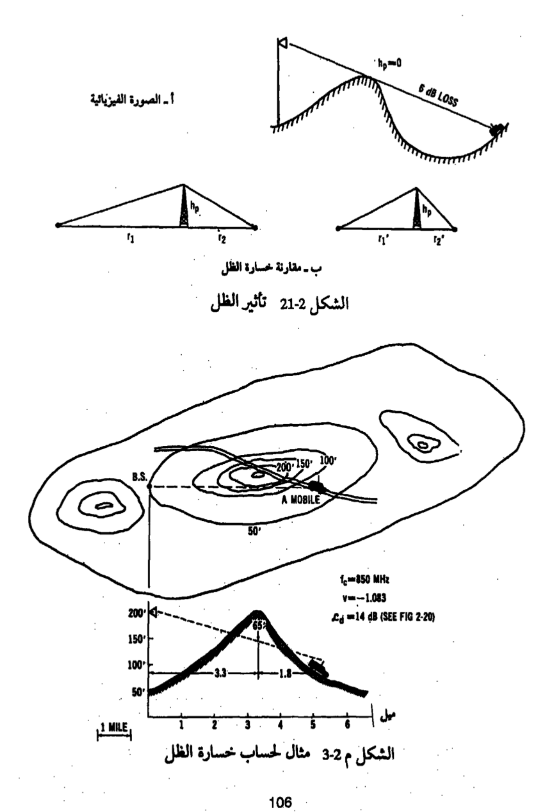
يمكن الحصول على خسارة المسار في حالة الانعراج على حد سكين مزدوج من المرجع (13) .

مثال 2-3 :

أوجد خسارة المسار عند النقطة أ عندما تسير الوحدة المتنقلة على الجزيرة المبينة في الشكل م 2-3 وترددها العامل 850 م هـ .



الشكل 2-20 تنبؤ خسارة الظل $\varepsilon = 20 \log\left(-\frac{0.225}{V}\right)$



الشكل 2-21 تأثير الظل

الشكل م 2-3 مثال لحساب خسارة الظل

رسمت حدود التضاريس في الشكل م 2-3 والمعلمات الثلاثة h_p, r_1, r_2 هي كما يلي :

$r_1 =$ 5,28 كم (3,3 ميل)
$r_2 =$ 2,88 كم (1,8 ميل)
$h_p =$ 19,5 م (65 قدم)

أعطي التردد العامل f_c = 850 م. هـ أي ان λ = 1,17 قدم وتكون المعلمة الجديدة v كما يلي :

$$\nu = -h_p \sqrt{\frac{2}{\lambda}\left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2}\right)} = -1.083$$

اقرأ خسارة الانعراج من الشكل 2-20 ب

$$\mathscr{L}_L = 14\text{dB}$$

2 - 5 العوامل الأخرى.

هناك عوامل أخرى كثيرة يمكنهاتغيير سوية الاستقبال، واكثر هذه العوامل أهمية هو تأثير النباتات وأقنية الشوارع والأنفاق.

2-5-1 أثر النباتات.

عند معالجة تأثير النباتات هناك اعتباران. ففي نصف الكرة الشمالي تتساقط أوراق الاشجار خلال الشتاء وتنمو ثانية خلال الصيف. وكثيراً ما تسبب أوراق البلوط والسنديان والجوز والاشجار المشابهة خسارة اضافية في الاشارة عند الترددات العاملة 400 م.هـ وأعلى. تعتمد هذه الخسارة الاضافية خلال الصيف على نوع الأوراق والتردد العامل. يمكن اجراء دراسة تأخذ هذه العوامل بعين الاعتبار كتنوع الأوراق والجذوع والغصون وارتفاع الاشجار وكثافة النبات. تصبح خسارة النبات نفسه موضوع بحث. تستخدم البيانات هنا لأغراض التصميم فقط. تسقط الأوراق في الشتاء وتصبح الاشارة المستقبلة أقوى منها في الصيف.

لاتسقط الأوراق بالقرب من خط الاستواء البته، وتأخذ أشكال الأوراق

كأوراق شجر النخيل تركيباً ورقياً مختلفاً بالمقارنة مع أوراق الولايات الشمالية ويختلف تخامد الاشارة الناتج عن أوراق النخيل عن مثيله الناتج عن الأوراق الشمالية.

اجريت تجارب في منطقة الغابات الاستوائية الماطرة عند الترددات من 50 إلى 800 م هـ وعلى مسافات من 40 م إلى 4 كم (131 قدم إلى 2,5 ميل) وكانت جميع أجهزة الارسال والاستقبال محاطة بالغابات وكانت النتائج كما يلي:

1 ـ تزداد الخسارة خطياً نوعاً ما في التدريج اللوغاريتمي عندما تزداد المسافة. وقد امكن ايجاد قاعدتي الخسارة 40 ديسيبل/العقد عند التردد 800 م. هـ و 35 ديسيبل/العقد عند التردد 50 م هـ ولهذا إذا تواجدت خسارة النباتات مع حدوث خسارة الراديو المتنقل عند التردد 800 م هـ فمن المتوقع أن تكون قاعدة خسارة المسار اكبر من 40 ديسيبل/ العقد. اضافة لذلك يتغير ميل خسارة المسار الحقيقي وفق الحالة الراهنة.

2 ـ تتزايد الخسارة أسياً مع التردد في التدريج اللوغاريتمي. على مسافة ٤ كم (2,5 ميل) يكون الفرق في الخسارة بين 80 م هـ و 800 م هـ هو 20 ديسيبل للاستقطاب العمودي و 35 ديسيبل للاستقطاب الافقي.

تتوافق خسارة النباتات بالنسبة للتردد في القوة الرابعة ($\sim f^4$) المكتشفة في تنبؤ تامير النظري مع خسارة الاستقطاب الأفقي.

3 ـ يبلغ الفرق في الخسارة بين نوعي الاستقطاب 8-15 ديسيبل عند التردد 50 م هـ و 1-2 ديسيبل عند التردد 800 م هـ. تكون خسارة الاستقطاب الأفقي أقل من خسارة الاستقطاب العمودي عادة.

4 ـ إن معدل تخامد النباتات على مدى الترددات 50-800 م. هـ هو كما يلي:

0,3-0,005 ديسيبل/م للاستقطاب الافقي

0,51-0,005 ديسيبل/م للاستقطاب العمودي

5 ـ يلاحظ نشر متأخر بمقدار 0,2 ميكروثانية من التجربة الآتية.

يرتفع هوائي الاستقبال 8 م (26 قدم) فوق قمم الاشجار ويتوضع هوائي الارسال بين الاشجار وتكون مسافة الانتشار 160م. من وجهة نظر تصميمية وفي نصف الكرة الشمالي على الأقل إذا كان في المنطقة غابة كثيفة يجب زيادة 10 ديسيبل سماح في سوية استقبال الاشارة إلى القيمة التي حصل عليها من نموذج خسارة مسار الانتشار للتعويض عن خسارة النبات الصيفي. ومع هذا فمناطق النباتات الكثيفة نادراً ما توجد في المناطق الريفية والمدن ولهذا لا داعي لاعتبار خسارة النبات في هذه

المناطق. في منطقة الغابات يجب اجراء دراسة خاصة عن حالة النبات واتباع قواعد خسارة المسار المذكورة سابقاً. يجب تقدير تخامد النبات على اشارة الاستقبال في الولايات الجنوبية وفق القواعد المذكورة سابقاً.

2-5-2 اتجاه الشارع والأثر القنوي

عندما تكون الوحدة المتنقلة قريبة من محطة القاعدة ضمن 1,6-3,2 كم (1-2 ميل) مثلاً فإن اشارة الاستقبال تتأثر اكثر بالمنشآت والمباني حول محطة القاعدة وارتفاع هوائيها. في الحالة العامة يبلغ الفرق بين شدتي اشارتين استقبلت احداهما في شارع على استقامة محطة القاعدة والأخرى في شارع عمودي على محطة القاعدة هو 10 ديسيبل تقريباً تتضاءل هذه الظاهرة على مسافة 8 كم (5 ميل) أو أكثر. عندما تجري تجربة من الأفضل تجنب الشوارع التي تكون على استقامة محطة القاعدة والعمودية عليها أو أخذ عينات متساوية العدد من كل نوعية ضمن نصف قطر 3,2 كم (2 ميل) وذلك لانشاء متوسط غير منحاز لميل خسارة المسار لاستخدامه في التصميم.

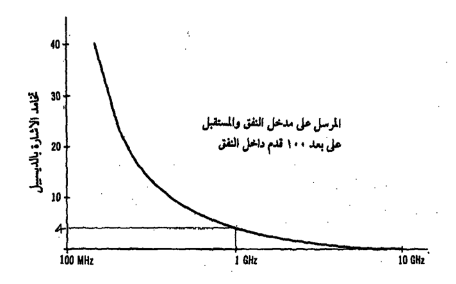
3-5-2 تأثير النفق والممر الأرضي.

تأثير النفق:

تتخامد الاشارة حسب حجم النفق. في احدى التجارب كان ارتفاع النفق حوالي 4,8 م (16 قدم وعرضه 6 م (20 قدم) ووضع المرسل عند مدخله والمستقبل بداخله على بعد 305 م (1000 قدم) وكما هو ظاهر في الشكل 2-22 لوحظت خسارة في داخل النفق قدرها 4 ديسيبل عند التردد 1 جـ. هـ. على بعد 305 م (1000 قدم) داخل النفق.

تأثير الممر الأرضي:

عندما تسير الوحدة المتنقلة عبر ممر أرضي بطول 6-15 م (20-50 قدم) تنخفض الاشارة بمقدار 10-15 ديسيبل. تعتمد فترة تخامد الاشارة على سرعة الوحدة، فعند سرعة 24 كم/سا 15،ميل/ ساعة (22 قدم/ ثانية) تأخذ ثانيتين لعبور الممر ولا تتأثر القناة الصوتية عادة. عندما يكون السير مزدحماً وكثير من العربات يقف تحت الممر الأرضي وكانت تلك العربات تجري نداءات هاتفية متنقلة من الممكن جداً أن تفقد الاشارة.

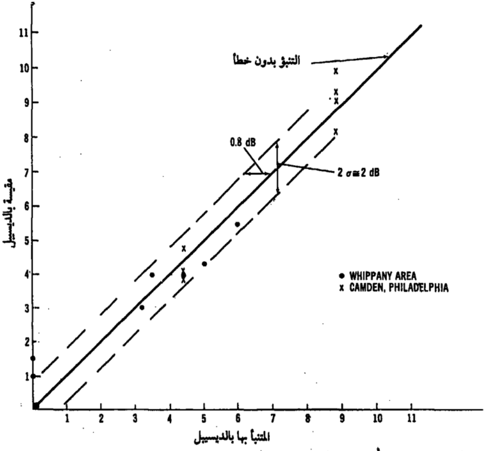


الشكل 2-22 تأثير النفق

2 - 6 فائدة التنبؤ من نقطة إلى نقطة.

يؤمن نموذج من منطقة إلى منطقة دقة في التنبؤ عادة ضمن الانحراف المعياري 8 ديسيبل وهذا يعني أن 68% من معطيات خسارة المسار الحقيقية تقع ضمن ± 8، ديسيبل من القيمة المتنبأ بها. إن مدى عدم التأكد كبير. يقلل التنبؤ من نقطة إلى نقطة مدى عدم التأكد هذا بتطبيق المعلومات المفصلة عن التضاريس على تنبؤ خسارة المسار.

اجريت مقارنات بين قيم التنبؤ والقيم المقيسة باستخدام التنبؤ من نقطة إلى نقـطة في مناطق كثيرة. قورنت الفروق في ويباني ونيوجرسي وكامدن ـ فيلادلفيا، رسمت النقاط أولاً بقيم التنبؤ على المحور x والقيم المقيسة على المحور y كما في الشكل 2-23. إن خط الـ°45 هو خط التنبؤ بدون أخطاء. النقاط النقطية هي من منطقة ويباني والنقاط المتصالبة من منطقة كامدن ـ فيلادلفيا وكان معظمها قريباً من خط التنبؤ بدون أخطاء ووقع متوسط جميع البيانات مباشرة على خط التنبؤ بدون أخطاء. وقد انحرفت قيم التنبؤ 0.8 ديسيبل فقط عن القيم المقيسة.



الشكل 2-23 | دلالة الاخطاء في التنبؤ من نقطة إلى نقطة بشروط غير معيقة

وجدت فروق أكبر قليلاً في مناطق أخرى. وعلى كل فأكبر فارق بين قيمة التنبؤ والقيمة المقيسة كانت بحدود 3 ديسيبل ومدى الدقة هذا أفضل بكثير إذا ما قورن مع 8 ديسيبل في نموذج من منطقة إلى منطقة.

إن التنبؤ من نقطة إلى نقطة مفيد جداً في تصميم انظمة الخلية المتنقلة (انظر الفصل 5-5) حيث يقل نصف قطر كل خلية عن 10 ميل وهو يؤمن المعلومات التي تؤكد تغطية منتظمة وتجنب التداخل بين الاقنية. اضافة لذلك يمكن التنبؤ بحدوث تبديل القناة في نظام الخلية بدقة أكبر.

يمكن الحصول على معلومات أكثر في التنبؤ من نقطة إلى نقطة بشروط غير معيقة في المراجع 28 الى 30 التي تصف نموذج "لي Lee"

7-2 نموذج تنبؤ الخلية الصغرية :

عندما يكون حجم الخلية صغيراً "نصف قطرها أقل من 1كم" فإن اتجاه الشارع وكتل الأبنية الافرادية تؤثر على استقبال الاشارة وقد ذكر هذا سابقاً ، وهي لاتؤدي إلى فوارق ملحوظة في الاستقبال عندما تكون الاشارة قد تخامدت كثيراً عند مسافة تزيد عن 1كم . عند المسافات البعيدة تكون خسارة انتشار الراديو المتنقل الكبيرة نسبياً (40 ديسيبل/العقد) ناتجة عن اقتراب الموجتين المباشرة والمنعكسة من حالة التساوي. أما التواثر المحلية (الأبنية المحيطة بالوحدة المتنقلة) فهي تعكس الاشارة مسببة فقط خفوت تعدد المسارات وليس خسارة المسار عند الوحدة المتنقلة. عندما تكون الخلايا صغيرة فإن الاشارة التي تصل إلى الوحدة المتنقلة تسد بواسطة الأبنية الافرادية وهذا يضعف شدة الاشارة ويعتبر جزءاً من خسارة المسار. ولهذا يجب أن نأخذ منحى آخر في التنبؤ وهو ماسيوصف في الفقرة التالية : في الخلايا الصغيرة تحسب الخسارة بناء على أبعاد كتل الأبنية. بما أن زوايا الورود الأرضية للأمواج تكون عادة صغيرة نتيجة لانخفاض ارتفاعات الهوائيات المستخدمة في الخلايا الصغيرة فإن الارتفاعات الحقيقية للأبنية في وسط مسارات الانتشار ليست هامة كما هو مبين في الشكل 2-24 ، لهذا تستخدم المصورات الفوتوغرافية ذات البعدين فقط. وعلى الرغم من أن الاشارة المستقبلة القوية عند الوحدة المتنقلة تأتي من الأمواج المنعسكة المتعددة المسارات وليس من الأمواج النافذة من خلال المباني فإن هناك ترابطاً بين توهين الاشارة وكمية المباني على طول المسار الراديوي. وكلما زاد عدد المباني كان توهين الاشارة أعلى يمكننا استخدام صورة هوائي لحساب الأطوال النسبية لمسارات الأمواج المباشرة التي أوهنتها المباني (انظر الشكل 2-25). عندما لاتسد الموجة من قبل المبنى فهي عندئذ حالة خط نظر مباشر. من معطيات القياس خلال شوارع تتوافر فيها حالة خط نظر مباشر نشكل منحني استقبال اشارة خط النظر P_{los}.. وأيضاً من الاشارة المقيسة P_{or} خلال شوارع خارج حالة خط النظر المباشر ضمن الخلية . نشكّل منحني توهين الاشارة الاضافي α_B الناتج عن ذلك الجزء من الأبنية الموجودة على طول المسار المباشر وذلك بطرح الاشارة المستقبلة من P_{los} . لتشكيل علاقة توهين الاشارة الاضافي α_B تتبع الخطوات التالية :

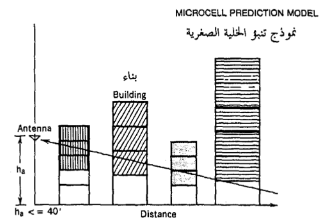
1- احسب طول الانسداد الكلي B باضافة أبعاد الأبنية الافرادية .مثال ذلك B=a+b+c عند النقطة A كما هو مبين في الشكل 2-26.

2- قس شدة الاشارة P_{los} لحالة خط نظر مباشر.

3- قس شدة الاشارة P_{os} لحالة خارج خط نظر مباشر.

4- المتوسط المحلي عند النقطة A هو P_{os} . المسافة من محطة القاعدة الى الوحدة المتنقلة هى d_A طول الانسداد B عند النقطة A هو $B = a + b$.عندئذ تحسب قيمة α_B لطول الانسداد B من العلاقة :

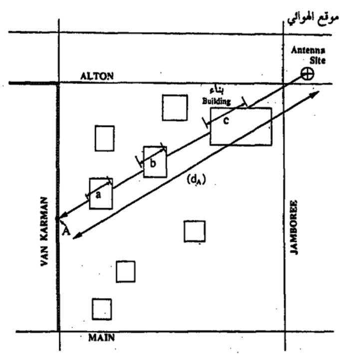
$$\alpha_B(B = a + b + c) = P_{los}(d = d_A) - P_{os} \qquad (\text{at } d_A)$$



الشكل 2-24 آلية الانتشار لهوائي منخفض الارتفاع في موقع خلية



الشكل 2-25 عينة لصورة هوائي

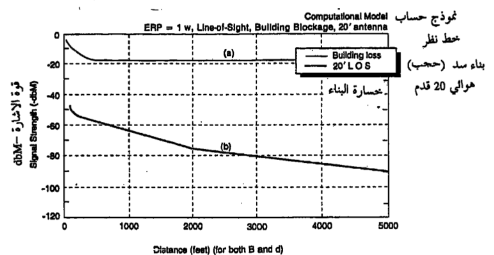


الشكل 2-26 انشغال المسار بالأبنية عند الموقع A ، اذاً B=a+b+c

بعد ذلك يتم ايجاد منحني توهين الاشارة الاضافي المبني على الانسداد بالأبنية تجريبياً كما هو مبين في الشكل 2-27 . تم الحصول على المنحني α_B في ايرفين – كاليفورنيا . يري المنحني سرعة التوهين الحاصلة عندما ,كانت B أقل من 500 قدم . عندما تكون B أكثر من 1000 قدم يلاحظ الثبات التقريبي لقيمة التوهين وهي 20 ديسيبيل . ويمكن تفسير ذلك بظاهرة منعطف الشارع كما هو مبين في الشكل 2-28 لوحظ التوهين السريع على اشارة الوحدة المتنقلة خلال الانعطاف من شارع لآخر أي عندما تبدأ B من الصفر وتزداد،بعد أن تصل B الى 500 قدم تبقى شدة الاشارة المستقبلة P_{os} أقل بمقدار 18 ديسيبيل من P_{los} مع ازدياد المسافة d . قيست خسارات المسارات في حالة خط نظر مباشر لسلسلة من ارتفاعات الهوائيات وخلال شوارع كثيرة .وقد لوحظ ربح ارتفاع الهوائي بمقدار 9 ديسيبيل/الضعف (30 ديسيبيل/العقد) عند تغير ارتفاعه في خلية صغيرة وكما هو مبين في الشكل 2-29 وهذا ناتج عن حقيقة أن زوايا الميل في الخلايا الصغيرة تكون عادة أكبر من $10°$. في نموذج تنبؤ الخلية الصغيرة نستخدم منحنيين P_{los} و α_B للتنبؤ عن شدة الاشارة المستقبلة , ولهذا يمكن تشكيل نموذج الخلية الصغرية (الخلية الصغيرة) على الشكل التالي :

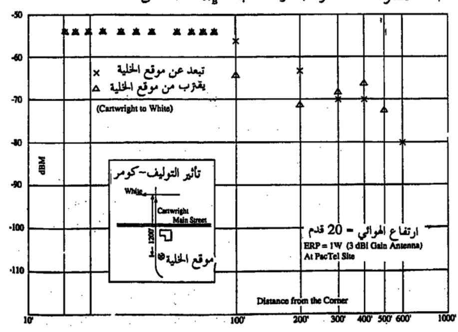
$$P_r = P_{los} - \alpha_B \qquad 1\text{-}7\text{-}2$$

حيث P_{los} خسارة مسار خط النظر المباشر (المقيسة) α_B الخسارة الاضافية الناتجة عن طول بمجموع كتل الأبنية B على طول المسار .في الشكل 2-27 القدرة المشعة الفعالة عند موقع الخلية هى 1 واط وارتفاع الهوائى 20 قدم .

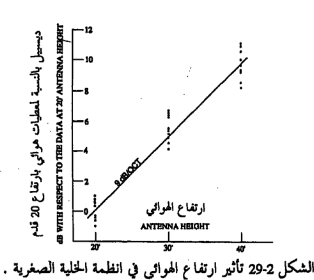


الشكل 2-27 معلمات تنبؤ الخلية الصغرية

أ- خسارة خط النظر المباشر ب- α_B الناتجة عن الانسداد بالابنية



الشكل 2-28 تأثير المنعطف المجرب في ايرفين–كاليفورنيا .



الشكل 2-29 تأثير ارتفاع الهوائي في انظمة الخلية الصغرية .

العلاقات الواجب تقييمها هي (من الشكل 2-27) :

$$P_{los} = P_t - 77\,\text{dBm} - 21.5\log\frac{d}{100'} + 30\log\frac{h_1}{20} \quad 100' \le d < 200'$$

$$= P_t - 83.5\,\text{dBm} - 14\log\frac{d}{200'} + 30\log\frac{h_1}{20} \quad 200' \le d < 1000' \qquad 2\text{-}7\text{-}2$$

$$= P_t - 93.3\,\text{dBm} - 36.5\log\frac{d}{1000'} + 30\log\frac{h_1}{20} \quad 1000' \le d < 5000'$$

استعمل نموذج تنبؤ الخلية الرئيسة من أجل d > 5000

و

$$\alpha_B = 0 \qquad 1' \le B$$

$$= 1 + 0.5\log(B/10) \qquad 1' \le B < 25' \qquad 3\text{-}7\text{-}2$$

$$= 1.2 + 12.5\log(B/25) \qquad 25 \le B < 600'$$

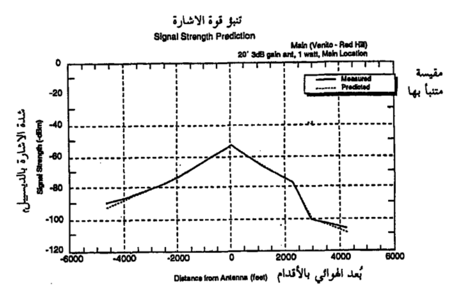
$$= 17.95 + 3\log(B/600') \qquad 600' \le B < 3000'$$

$$= 20\,\text{dB} \qquad 3000' \le B$$

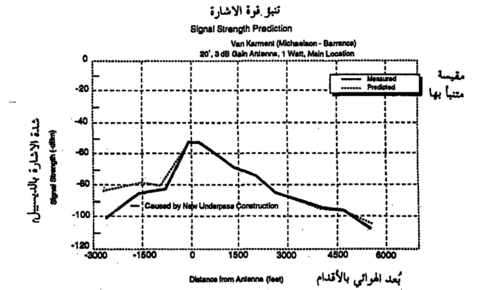
حيث P_t القدرة الفعالة المشّعة بالديسيبيل م (dBm) و d المسافة الكلية بالأقدام و h ارتفاع الهوائي بالأقدام و B طول الانسداد. بتعويض المعادلة 2-7-2 والمعادلة 3-7-2 في المعادلة 1-7-2 نحصل على الاشارة المستقبلة المتنبأ بها P_r .

$$P_r = P_o + \gamma_o \log\frac{d_1}{d_o} - \gamma_1 \log B \qquad 4\text{-}7\text{-}2$$

لقد تم التحقق من نموذج الخلية الصغرية هذا في منطقتي ايرفين وسان دييغو في كاليفورنيا وكانت النتائج جيدة وهي مبينة في الشكلين 2-30 و 2-31



الشكل 2-30 مقارنة بين المعطيات المقيسة ومنحني التنبؤ في الشارع الرئيسي في ايرفين



الشكل 2-31 مقارنة بين المعطيات المقيسة ومنحني التنبؤ في فون كارمن في ايرفين

عند منطقة هضبية يمكن تعديل المعادلة 2-7-1 بإضافة حد ربح ارتفاع الهوائي الذي تم لحصول عليه من الشكل 2-29 على الشكل :

$$P_r = P_{los} - \alpha_B + 30 \log \frac{h_e}{h_a} \qquad .5\text{-}7\text{-}2$$

إن التنبؤ من نموذج الخلية الصغرية ليس صحيحاً كما هو من نموذج الخلية الكبيرة .وهذا ناتج عن حقيقة أننا نستخدم أداة تنبؤ احصائية للتنبؤ عن اشارة هي أقرب لحالة مقررة حيث مسافة الانتشار قصيرة .

المراجع

REFERENCES

1. Lee, W. C. Y., and Y. S. Yeh, "On the Estimation of the Second-Order Statistics of Log-Normal Fading in Mobile Radio Environment," *IEEE Trans. Commun.* Com-22: 6 (June 1974): 869–873.
2. Lee, W. C. Y., "Estimate of Local Average Power of a Mobile Radio Signal," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-34: 1 (Feb. 1985): 22–27.
3. Attwood, S. S., ed., "The Propagation of Radio Waves through the Standard Atmosphere," *Summary Technical Report of the Committee on Propagation* 3 (Washington, DC: Reports and Documents, 1946): 250.
4. Beckmann, P., and A. Spizzichino, *The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces* (Macmillan, 1963): 20.
5. Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Engineering* (McGraw-Hill, 1982): 107.
6. Bell System Practices *Public Land Mobile and UHF Maritime Systems Estimates of Expected Coverage* (Radio Systems General, July 1963).
7. Kelley, K. K., II, "Flat Suburban Area Propagation of 821 MHz," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 27 (Nov. 1978): 198–204.
8. Ott, G. D., and A. Plitkins, "Urban Path-Loss Characteristics at 820 MHz," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 27 (Nov. 1978): 189–197.
9. AT&T to FCC, "Advanced Mobile Phone Service—Development System Report," no. 5 (June 5, 1978).
10. Okumura, Y., E. Ohmori, T. Kawano, and K. Fukuda, "Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land Mobile Service," *Rev. Elec. Comm. Lab* 16 (Sept.–Oct. 1968): 825–873; also reprinted in *IEEE*.
11. Young, W. R., "Mobile Radio Transmission Compared at 150 to 3700 MC," *Bell Sys. Tech. J.* 31 (Nov. 1952): 1068–1085.
12. Lee, W. C. Y., "Studies of Base-Station Antenna Height Effects on Mobile Radio," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-29: 2 (May 1980): 252–260.
13. Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Engineering* (McGraw-Hill, 1982): 126.
14. Swarup, S., and R. K. Tewari, "Propagation Characteristics of VHF/UHF Signals in Tropical Moist Deciduous Forest," *J. Instn. Electronics Telecom. Engr.* 21: 3 (1975): 123–125.
15. Swarup, S., and R. K. Tewari, "Depolarization of Radio Waves in a Jungle Environment," *IEEE Trans. Antenna Propagation* AP-27: 1 (Jan. 1979): 113–116.
16. Vincent, W. R., and G. H. Hagn, "Comments on the Performance of VHF Vehicular Radio Sets in Tropical Forests," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-18: 2 (Aug. 1969): 61–65.
17. Tamir, T., "On Radio-Wave Propagation in Forest Environments," *IEEE Trans. Antenna Propagation* 15 (Nov. 1967): 806–817.
18. Tamir, T., "On Radio-Wave Propagation along Mixed Paths in Forest Environments," *IEEE Trans. Antenna Propagation* AP-25 (July 1971): 471–477.

19. Sass, P. F., "Propagation Measurements for UHF Spread Spectrum Mobile Communications," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 32 (May 1983): 168–176.
20. Hufford, G. A., R. W. Hubbard, L. E. Patt, J. E. Adams, S. J. Paulson, and P. F. Sass, *Wideband Propagation Measurements in the Presence of Forests* (Fort Monmouth, NJ: U.S. Army Communications Electronics Command Jan., 1982): ADA113698.
21. Reudink, D. O., and M. F. Wazzowicz, "Some Propagation Experiments Relating to Foliage and Diffraction Loss at X-band and UHF Frequencies," *IEEE Trans. Commun.* 21 (Nov. 1973): 1198–1206.
22. Barsis, A. P., M. E. Johnson, and M. J. Miles, "Analysis of Propagation Measurements over Irregular Terrain in the 96- to 9200-MHz Range," *ESSA Tech. Rep.* (Boulder, CO: U.S. Dept. of Commerce March, 1969): ERL 114-ITS 82.
23. Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Engineering*, 134.
24. Ibid., 133.
25. Reudink, D. O., "Mobile Radio Propagation in Tunnels," *IEEE Trans. Veh. Tech.* (Group Conference, San Francisco, CA, Dec. 2–4, 1968).
26. Emslie, A. G., R. L. Lagace, and P. F. Strong, "Theory of the Propagation of UHF Radio Waves in Coal Mine Tunnels," *IEEE Trans. Antenna Propagation* 23 (March 1975): 192–205.
27. Lee, W. C. Y., "Base-Station Antenna Height," 252–260.
28. Lee, W. C. Y., "A New Propagation Path-Loss Prediction Model for Military Mobile Access," *IEEE Milcom.* 85: 2, Boston, MA (Oct. 1985): 19.2.1–19.2.10.
29. IEEE VTS Committee on Radio Propagation "Lee's Model," *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, Feb. 1988, pp. 68–70.
30. Lee, W. C. Y., "Lee's Model," *IEEE VTS 42nd Conference Proceedings*, Denver, CO, May 10–13, 1992, pp. 343–348.

لائحة للقراءة

ADDITIONAL REFERENCES

1. Bullington, K., "Radio Propagation for Vehicular Communications," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-26: 4 (Nov. 1977): 295–308.
2. Dadson, Clifford E., "Radio Propagation Terrain Factors; Mobile Radio Field Strength Prediction and Frequency Assignment; Computer Methods," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 24 (Feb. 1975): 1–8.
3. Forrest, Robert T., "Land Mobile Radio, Propagation Measurements for System Design," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-24 (Nov. 1975): 46–53.
4. Hagn, G., "Radio System Performance Model for Predicting Communications Operational Ranges in Irregular Terrain," *Proc. 29th IEEE Vehicular Technology Conference Record* (1979): 322–330.
5. Jensen, Robert, "900 MHz Mobile Radio Propagation in the Copenhagen Area," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-26 (Nov. 1977).
6. Turin, G. L., "Simulation of Urban Location Systems," *Proc. 21st IEEE Vehicular Technology Conference Record* (1970).
7. Wait, James R., "Radiowave Propagation; Hills and Knife-Edge Obstacles; Diffraction Losses," *IEEE Trans. Antenna Propagation* 15 (Nov. 1968): 700.
8. Nielson, D. L., "Microwave Propagation Measurements for Mobile Digital Radio Applications," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-27 (Aug. 1978): 117–132.
9. French, R. C., "Radio Propagation in London," *Radio Electronic Engr.* 46 (July 1976): 333–336.
10. Young, W. R., "Comparison of Mobile Radio Transmissions at 150, 450, 900 and 3700 MHz," *Bell Sys. Tech. J.* 31 (Nov. 1952): 1068–1085.
11. Graziano, V., "Propagation Correlations at 900 MHz," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-27 (Nov. 1978): 182–188.
12. Reudink, D. O., "Properties of Mobile Radio Propagation above 400 MHz," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-23 (Nov. 1974): 143–160.
13. Hata, M., "Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-29 (1980): 317–325.
14. Akeyama, A., Nagatsu, T., and Ebine, Y., "Mobile Radio Propagation Characteristics and Radio Zone Design Method in Local Cities," *Rev. Elec. Comm. Lab.* 30: 2 (1982): 308–317.
15. Longley, A. G., and Rice, P. L. "Prediction of Tropospheric Radio Transmission Loss over Irregular Terrain, a Computer Method-1968," *ESSA Tech. Report ERL 79-ITS 67* NTIS 676874 (1968).
16. Barsis, A. P., "Radio Wave Propagation over Irregular Terrain in the 76- to 9200-MHz Frequency Range," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-20: 2 (1971): 41–62.
17. Durkin, J., "Computer Prediction of Service Areas for VHF and UHF Land Mobile Radio Services," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-26: 4 (1977): 323–327.

18. Palmer, F. H., "The CRC VHF/UHF Propagation Prediction Program: Description and Comparison with Field Measurements," *AGARD Conference Proc. 238* (Canada, Nov. 1978): 49-1–49-15.
19. Egli, J. J., "Radio Propagation above 40 MHz over Irregular Terrain," *Proc. IRE* 45 (Oct. 1975): 1382–1391.
20. Murphy, J. P., "Statistical Propagation Model for Irregular Terrain Paths between Transportable and Mobile Antennas," *AGARD Conf. Proc.* 70 (1970): 49-1–49-20.
21. Allsebrook, K., and Parsons, J. D., "Mobile Radio Propagation in British Cities at Frequencies in the VHF and UHF Bands," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-26: 4 (1977): 313–323.
22. Ibrahim, M. F., and Parsons, J. D., "Urban Mobile Radio Propagation at 900 MHz," *IEEE Elec. Letters* 18: 3 (1982): 113–115.

3 ـ حساب الخفوتات وطرق تقليلها

3-1 خفوت الاتساع .
3-2 التعديل الطوري العشوائي والتعديل الترددي العشوائي .
3-3 الخفوت الانتقائي والتعديل الترددي العشوائي الانتقائي .
3-4 انظمة التنوع .
3-5 تقنيات الضم .
3-6 معدل خطأ البتات ومعدل خطأ الكلمات في بيئة الخفوت .
3-7 حساب شدة الاشارة فوق سوية محددة في (خلية وحدة متنقلة مستقرة) .
3-8 تعديل نطاق جانبي وحيد .

1-3 خفوت الاتساع.

ان تابـع الكثـافـة الاحتـمالي وتـابع التوزيع الاحتمالي التراكمي هما تابعان إحصائيان من الدرجة الأولى. وبالتعريف، هما ليسا تابعين للزمن.

لقد ذكر تابع الكثافة الاحتمالي والتوزيع الاحتمالي التراكمي لرايلي (المتعلق بمركبات موجة غير مباشرة) وتوزيع رايسيان(المتعلق بموجات غير مباشرة بالاضافة إلى مركبة موجة مباشرة) في الفصلين 1-5-2 و 1-5-3 على التتالي.

يركز هذا الفصل على التوابع الاحصائية من الدرجة الثانية على الخفوت، ان توابـع الـدرجـة الثـانية الإحصائية تابعة للزمن مثل: معدلات تقاطع المستوى ومتوسط فترات الخفوت وتوزيع فترات الخفوت.

وقد ظهرت العلاقة العامة للتوابع الاحصائية من الدرجة الثانية في الفصل 1-5-4 . ان حالـة خفـوت رايلي بعـدم وجود مركبات مباشرة في الاستقبال هو اسوأ أنواع الخفوت في بيئة الراديو المتنقل وستدرس هذه الحالة بإمعان. في حالة الاتصالات الراديوية المتنقلة تتحرك أجهزة الراديو ولهذا تتغير شدة الاشارة المستقبلة وهذا ما يدعى بخفوت الاشارة قصير الأجل.

ان الخفوت قصير الأجل تابع للزمن أو لسرعة العربة، ولهذا فإن خصائص الخفـوت قصـير الاجل هي احصائية من الدرجة الثانية. ان معدلات المستوى ومتوسط فترات الخفوت وتوزيع فترات الخفوت في خفوت رايلي كما يلي:

1-1-3 معدلات تقاطع المستوي: (lcr)

ان معدل تقاطع المستوي هو:

$$n(R) = n_0 \cdot n_R \qquad \text{1-1-3}$$

حيث n_R لا يعتمـد على الـتردد أو السرعة وهو تابع لاتساع الاشارة فقط ويُعطى بالعلاقات:

$$n_{R_1} = R_1 e^{-R_1^2} \qquad (\text{للحقل الكهربائي } E_z) \qquad \text{2-1-3}$$

$$n_{R_2} = \sqrt{1 - \frac{1}{2}\cos 2\alpha} \cdot R_2 \cdot \exp(-R_2^2) \qquad (\text{للحقل المغناطيسي } Hx) \qquad \text{3-1-3}$$

$$n_{R_3} = \sqrt{1 + \frac{1}{2}\cos 2\alpha} \cdot R_3 \cdot \exp(-R_3^2) \quad \text{(للحقل المغناطيسي Hy)} \qquad 4\text{-}1\text{-}3$$

حيث R1 هي غلاف الحقل الكهربائي بالنسبة لقيمة جذر متوسط التربيع $(R_1 = r_1\sqrt{\overline{r_1^2}})$ و R2 غلاف الحقل المغناطيسي Hx بالنسبة لقيمة جذر متوسط التربيع $(R_2 = r_2\sqrt{\overline{r_2^2}})$ و R3 غلاف الحقل المغناطيسي Hy بالنسبة لقيمة جذر متوسط التربيع $(R_3 = r_3\sqrt{\overline{r_3^2}})$ ان العلاقة بين القيم الثلاث لجذر متوسط التربيع هي $\overline{r_1^2} = 2\overline{r_2^2} = 2\overline{r_3^2}$ واتجاه سير العربة هو α . يري الشكل 3-1 احداثيات هذه المعادلات. تتعلق n_R كثيراً بتابع الكثافة الاحتمالي لخفوت رايلي كما تبين المعادلة (1-5-10)

$$n_{R_1} = \frac{1}{2}P(R) \qquad 5\text{-}1\text{-}3$$

يعطى معامل التقييس n_0 في المعادلة 3-1-1 على الشكل:

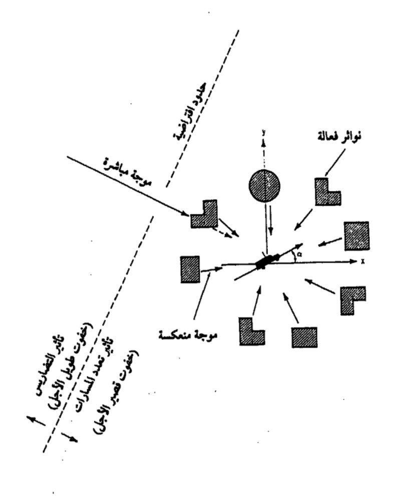
$$n_0 = \frac{\beta V}{\sqrt{2\pi}} = \sqrt{2\pi}\frac{V}{\lambda} = 2.5 \cdot \frac{V}{\lambda} \qquad 6\text{-}1\text{-}3$$

وهو تابع للتردد وسرعة العربة. رسمت المعادلات السابقة في الشكل 3-2 . يمكن الحصول على معدل تقاطع المستوى بسهولة وهو مطابق تقريباً للقيم التجريبية.

يمكن الحصول على معدلات تقاطع المستوى النظرية لمستويات مختلفة من الشكل 3-2 باعطاء التردد وسرعة العربة. تؤخذ معدلات تقاطع المستوي التجريبية بعَدّ مرات التقاطع الموضحة في الفصل 1-5-4 .

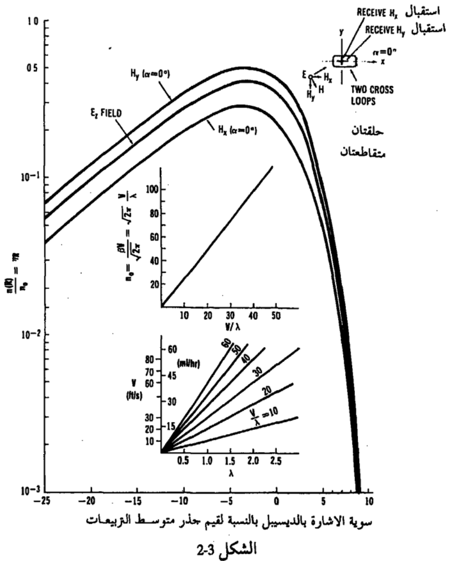
يحدث معدل تقاطع المستوى الاعظمي دائماً عند سوية 3 ديسيبل أقل من متوسط سوية الاستطاعة. يمكن برهنة ذلك بإشتقاق المعادلة 3-1-2 أو المعادلة 3-1-5 بالنسبة لـ R_1 :

$$\frac{d}{dR_1}(n_{R_1}) = 0$$



الشكل 3-1
احداثيات النموذج متعدد المسارات

وهذا يعني أن أعظم قيمة لـ R1 هي عندما تكون $R = 1/\sqrt{2}$ والتي هي -3 ديسيبل بالنسبة لقيمة جذر متوسط التربيع لها.



الشكل 2-3

معدلات تقاطع المستوى للحقول E_z, H_x, H_y لإشارات الراديو المتنقل

مثال 3-1 : استقبلت اشارة 850 م هـ بهوائي ثنائي الأقطاب على وحدة متنقلة تسير بسرعة 24 كم/سا (15 ميل/ ساعة). ما هو معدل تقاطع المستوى المتوقع عند سوية 10 ديسيبل أقل من متوسط سويةالاستطاعة؟ من الشكل 3-2 .

$n_0 = 47$
$n_{R_1} = 0.284$
اذاً فعدد التقاطع / ثانية هو $n(R_1) = 47 \times 0.284 = 13.35$

للحصول على معدل تقاطع المستوى التجريبي نحسب متوسط سوية القدرة .

7-1-3 القدرة المتوسطة $= \frac{\sum_1^N r_i^2}{N} = (\text{rms})^2$ (ri بالفولط في معطيات رقمية)

$= \frac{1}{T}\int_0^T r^2 dr$ (r بالفولط في معطيات تماثلية)

ثم نحسب معدل تقاطع المستوي عند أي سوية قدرة بالنسبة لهذه السوية .

مثال 3-2 : من السهل أحياناً أن تجد سوية القدرة من جزء من المعطيات المقيسة خاصة إذا لم تتوفر إمكانية وجود حاسوب. بافتراض أن المعطيات المقيسة تأتي بتوفر الشروط المشروحة في المثال 3-1 فإن خطوات الحصول على متوسط سوية القدرة لهذا الجزء من المعطيات (المبينة في الشكل 3-3) تكون كما يلي :

1- ارسم أولاً خمسة خطوط بتزايد سوية 2 ديسيبل (بالنسبة لسوية dBm أو أي سوية جديدة) وذلك عبر المعطيات المستقبلة بجوار متوسط سوية القدرة واستخدام الدقة المكبرة كما في الشكل 3-3 .

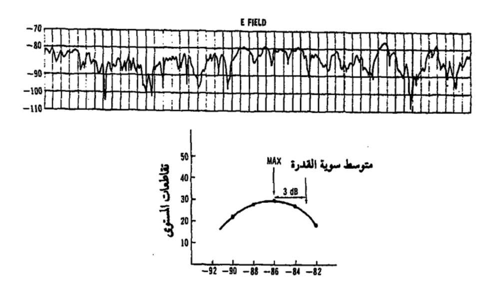
2- عد الميول الموجبة للتقاطعات عند كل مستوي وعلى طول المعطيات. وقسّم عدد تقاطع المستوى على طول الزمن ويكون الناتج هو معدل تقاطع المستوى لكل مستوى اتساعي .

3- ارسم معدل تقطاع المستوى مع مستويات الاتساعات .

4- ارسم المنحني المطابق للنقاط الخمسة لمعدلات تقاطع المستوى وخذ الوضع الاعظمي .

5- يكون متوسط سوية القدرة أعلى بـ 3 ديسيبل من سوية مستوى العدد الأعظمي للتقاطعات .

وما دام متوسط سوية القدرة قد وجد لذلك الجزء المحدد من المعطيات فإن أية سوية قدرة يمكن تحديدها بناء على متوسط سوية القدرة (أو ما يدعى سوية قيمة جذر متوسط التربيع) .



الشكل 3-3

طريقة تقدير متوسط سوية القدرة من جزء من معطيات الصف

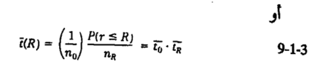
مثال 3-3 : قارن معدل تقاطع المستوي التجريبي مع التنبؤ النظري. من معطيات الصف المبينة في الشكل 3-3 أوجد أولاً : السوية الاقل بـ : 10 ديسيبل من سوية متوسط القدرة ثم عد مرات تقاطع المستوى في فترة (5) ثوان وهي (73) ثم حول الى معدل تقاطع المستوى وهو 14,6 وهو قريب جداً من معدل تقاطع المستوى المتوقع 13,35 المحسوب في المثال 3-1

3-1-2 متوسط فترة الخفوت

يعطى متوسط فترة الخفوف $\bar{t}(R)$ بالعلاقة :

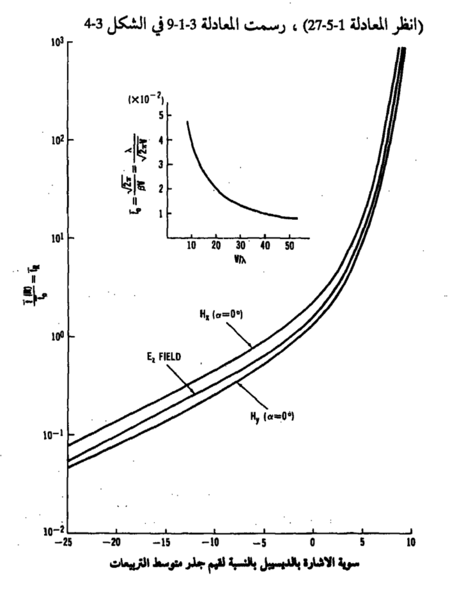
$$\bar{t}(R) = \frac{\text{CPD}}{\text{lcr}} = \frac{P(r \leq R)}{n(R)} = \frac{\text{التوزيع الاحتمالي التراكمي}}{\text{معدل تقاطع المستوى}} \qquad 3\text{-}1\text{-}8$$

أو



$$\bar{t}(R) = \left(\frac{1}{n_0}\right)\frac{P(r \leq R)}{n_R} = \overline{t_0} \cdot \overline{t_R} \qquad 9\text{-}1\text{-}3$$

(انظر المعادلة 1-5-27) ، رسمت المعادلة 3-1-9 في الشكل 3-4



الشكل 3-4

متوسط فترة الخفوت للحقول Ez، Hx، Hy لاشارة الراديو المتنقل

مثال 3-4 : في نفس شروط المثال 3-1 ما هي التنبؤات النظرية $\overline{t_R}$ و $\overline{t_0}$ لاشارة الحقل E :

الحل :

$$\overline{t_0} = \frac{1}{47} = 0.0213$$

$$\overline{t_R} = 0.352$$

$$\bar{t}(R) = \overline{t_0} \cdot \overline{t_R} = 0.00749 \text{ second}$$

مثال 3-5 : من المعطيات المقيسة احسب، دون مساعدة الحاسوب، متوسط فترة الخفوت بنفس شروط المثال 3-1 . من الصعب الحصول على متوسط فترة الخفوت مباشرة. لهذا نحصل على تابع التوزيع الاحتمالي التراكمي ومعدل تقاطع المستوي أولاً ونحسب متوسط فترة الخفوت من المعادلة 3-1-8 .

في بيئة خفوت رايلي يتبع التوزيع الاحتمالي التراكمي منحني رايلي دائماً والمبين في الشكل 1-12 . عند السوية ـ 10 ديسيبل يكون : $P(x \leq -10 \text{ dB}) = 0.09$
معدل تقاطع المستوي الذي تم الحصول عليه تجريبياً من المثال 3-3 هو 14,6 . اذاً : متوسط فترة الخفوت من المعادلة 3-1-8

$$t(R) = \frac{0.09}{14{,}6} = 0.00612 \text{ second}$$

تتفق نتيجة هذا المثال مع نتيجة المثال 3-4 تقريباً.

3-1-3 توزيع فترات الخفوت :

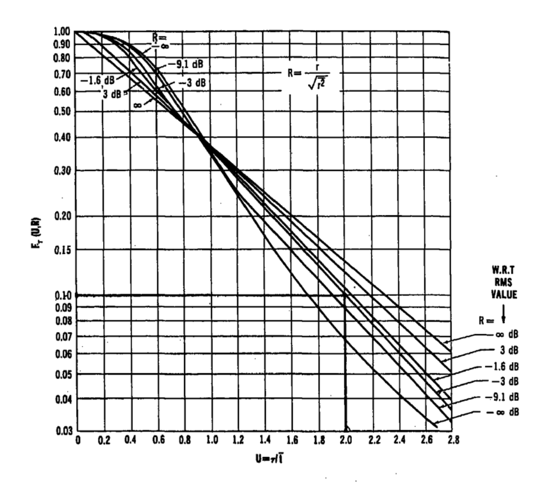
إن إستنتاج توزيع فترة الخفوت معقد جداً، غير أنه مفيد جداً عند تعميم نسق التشويرفي بيئة الخفوت، حسب رايس توزيع فترة الخفوت $\mathrm{Fr}(u,\mathrm{R})$ المبين في الشكل 3-5 حيث :

$$u = \tau/\bar{t}.$$

وقد بيّن حالة احتمال $R(t) < R$ لفترة تدوم اكثر من τ . متوسط فترة الخفوت هو $\bar{t}$ و R هو الغلاف بالنسبة لقيمة جذر متوسط التربيع.

مثال 3-6 : ما هو احتمال حدوث خفوت خفوت يدوم لفترة تزيد عن ضعف متوسط فترة الخفوت عند سوية 3 ديسيبل أقل من قيمة جذر متوسط التربيع؟

من الشكل 3-5 نجد أن احتمال الحدوث هو 10% .



الشكل 3-5

الاحتمال $F_\tau(u, R)$ حيث $R(t) < R$ لفترة أطول من τ .

R(t) غلاف إشارة ضجيج نطاق ضيق طبيعي (غوصي) .

4-1-3 : ارتباط الغلاف بين هوائيين قريبين من بعضهما على وحدة متنقلة.

يمكن التعبير عن معامل الارتباط بين أشارتين مستقبلتين بفاصل ترددي وزمني في وحدة متنقلة تسير بسرعة (v) بإحدى الحالتين:

أ ـ بين حقلين E (أو حقلين H)

10-1-3 (فاصل ترددي وزماني)
$$\rho_r(\Delta\omega,\tau) = \frac{J_0^2(\beta V\tau)}{1 + (\Delta\omega)^2\Delta^2}$$

أو

11-1-3 (فاصل ترددي وفراغي)
$$_r\rho_r(\Delta\omega, \Delta d) = \frac{J_0^2(\beta \cdot \Delta d)}{1 + (\Delta\omega)^2\Delta^2}$$

حيث $J_0(\cdot)$ تابع بسل من النوع الأول والدرجة صفر، سرعة العربة (v) والفاصل الزمني τ، وهذا يكافيء فاصلاً فراغياً $\Delta d = V\tau$ والفاصل الترددي هو $(\Delta\omega)$ أما Δ فهو نشر التأخير المشروح في الفصل 1-5-6 .

ب ـ بين حقلين E و H : بما أن معامل الارتباط بين E و H هو:

$$\rho_{eh}(\Delta d) = J_1^2(\beta \cdot \Delta d)$$

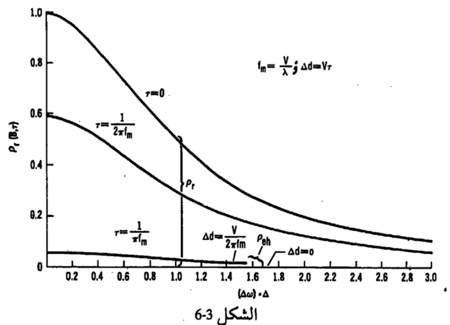
وبإتباع نفس شكل المعادلة 3-1-11 نحصل على:

12-1-3
$$\rho_{eh}(\Delta\omega,\Delta d) = \frac{J_1^2(\beta \cdot \Delta d)}{1 + (\Delta\omega)^2 \cdot \Delta^2}$$

حيث $J_1(\cdot)$ هو تابع بسل من النوع الأول والدرجة الأولى

رسمت المعادلتان 3-1-10 و 3-1-12 في الشكل 3-6 . في حالة $\Delta d = 0$ (أو $\tau = 0$) يمكن القول أن هوائياً واحداً استخدم في الوحدة المتنقلة. وفي حالة $\Delta\omega = 0$ فهذا يعني أن تردداً واحداً استخدم، وفي حالة كون كل من Δd و $\Delta\omega$ لا يساوي الصفر فهذا يعني أن نوعاً من التنوع الترددي والفراغي قد طبقا في نفس الوقت، يمكن أن يدعى نظام التنوع الهجين. في الحالات العملية يستخدم إما التنوع

الفراغي($\Delta\omega = 0$)أو التنوع الترددي ($\Delta d = 0$) . يحافظ النوع الأول على الطيف الـترددي ويتطلب الآخر هوائياً واحداً فقط. وفي بعض الاحيان يكون أداء نظام التنوع الهجين أفضل من تنوع رباعي الفروع لأي من النوعين.



الشكل 6-3

منحني غلاف معامل الارتباط مقابل جداء الفاصل الترددي $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ ونشر التأخير الزمني Δ .

5-1-3 طيف القدرة:

- عند التردد المتوسط:
- تعطى مكونات الحقول الثلاث لطيف القدرة: $S_{e_z}(f), S_{h_y}(f), S_{h_x}(f)$ عند التردد المتوسط بالعلاقات التالية:

$$S_{e_z}(f) = \frac{3}{2\pi\sqrt{f_m^2 - f^2}} \quad \text{13-1-3}$$

$$S_{h_x}(f) = \frac{3}{2\pi f_m^2}\sqrt{f_m^2 - f^2} \quad \text{14-1-3}$$

$$S_{h_y}(f) = \frac{3f^2}{2\pi f_m^2\sqrt{f_m^2 - f^2}} \qquad 15\text{-}1\text{-}3$$

رسمت المعادلات الثلاث السابقة في الشكل 3-7 أ. تمثل 3-1-13 طيف قدرة نمطي لاشارة بتعديل ترددي. وتشير المعادلة 3-1-14 ، الى أن الأمواج الواردة من جانبي العربة تكوّن معظم طيف القدرة، وتدل المعادلة 3-1-15 إلى أن الأمواج الأمامية والخلفية تكوّن معظم القدرة.

ـ عند تردد النطاق الأساسي

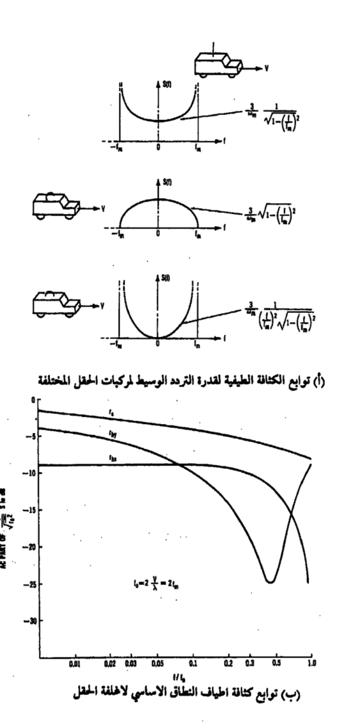
تعطى المكونات الحقلية الثلاث لطيف القدرة $S_{e_z}(f), S_{h_y}(f)$, $S_{h_x}(f)$ عند تردد النطاق الأساسي بالعلاقات التالية:

$$\frac{1}{\sqrt{\overline{r_e^2}}} \cdot S_{r_e}(f) = \frac{\pi}{4}\delta(f) + 2\left(1 - \frac{\pi}{4}\right)\frac{K(\sqrt{1-(f/f_0)^2})}{\pi^2 f_0} \qquad 16\text{-}1\text{-}3$$

$$\frac{1}{\sqrt{\overline{r_e^2}}} \cdot S_{r_{h_x}}(f) = \frac{\pi}{8}\delta(f) + \frac{1}{3\pi f_0}\left\{\left[1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right] \cdot E\left[\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}\right] - 2\left(\frac{f}{f_0}\right)^2 \cdot K\left[\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}\right]\right\} \qquad 17\text{-}1\text{-}3$$

$$\frac{1}{\sqrt{\overline{r_e^2}}} \cdot S_{r_{h_y}}(f) = \frac{\pi}{8}\delta(f) + \frac{1}{4\pi f_0}\left\{\left[1 + \frac{4}{3}\left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right] K\left[\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}\right] - \frac{8}{3}\left[1 - \frac{1}{2}\left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right] \cdot E\left[\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}\right]\right\} \qquad 18\text{-}1\text{-}3$$

حيث $\delta(f)$ هو تابع دلتا الذي يمثل قدرة التيار المستمر، و$K(\cdot)$ و$E(\cdot)$ هما التكامل الأهليلجي والتكامل الأهليلجي التام للنوع الأول من التوابع على التتالي. رسمت المعادلات 3-1-16 و 3-1-17 و 3-1-18 في الشكل 3-7 ب. تردد القطع عند النطاق الأساسي f_0 يعادل ضعف تردد الخفوت ($f_0 = 2f_m$)



(أ) توابع الكثافة الطيفية لقدرة التردد الوسيط لمركبات الحقل المختلفة

(ب) توابع كثافة اطياف النطاق الاساسي لاغلفة الحقل

الشكل 3-7

أطياف القدرة لاغلفه المركبات الحقلية الثلاث.

2-3 التعديل الطوري العشوائي والتعديل الترددي العشوائي.

يعبر عن الاشارة $s(t)$ ذات الاتساع الثابت A والطور المتضمن رسالة ما $\psi_s(t)$ بالعلاقة:

$$s(t) = Ae^{j(\omega t + \psi_s(t))} \qquad 1\text{-}2\text{-}3$$

حيث ω هي التردد الزاوي، أما الأشارة المستقبلة في الوحدة المتنقلة $s_0(t)$ فيعبر عنها:

$$\begin{aligned} s_0(t) &= A \cdot r(t) \cdot e^{j(\psi_s(t) + \psi_r(t))} e^{j\omega t} \\ &= A \cdot m(t) \cdot r_0(t) e^{j(\omega t + \psi_s(t) + \psi_r(t))} \end{aligned} \qquad 2\text{-}2\text{-}3$$

حيث $r(t)$ هو غلاف الاشارة المستقبلة.

ولهذا يمكن تجزئة $r(t)$ عملياً إلى جزئين $m(t)$ ، $r_0(t)$ وذلك وفقاً لمفهوم بيئة الراديو المتنقل المشروح في الفصل 1-3 . ادخل حد طوري اضافي هو $\psi_r(t)$ وذلك نتيجة تأثير تعدد المسارات وهو متغير عشوائي أيضاً.

1-2-3 الطور العشوائي $\psi_r(t)$:

عرف الطور العشوائي $\psi_r(t)$ بتوزيعه المنتظم. يمكن أن يكون أي طور بين $0°$ و 2π. باحتمالات متساوية.

$$p(\psi_r) = \begin{cases} \dfrac{1}{2\pi} & 0 < \psi_r < 2\pi \\ 0 \end{cases} \qquad 3\text{-}2\text{-}3$$

أو بالاحرى ان احتمال ان تكون ψ_r أقل من طور معين Ψ هو:

$$p(\psi_r \leq \Psi) = \int_0^{\Psi} p(\psi_r) d\psi_r = \frac{\Psi}{2\pi} \qquad 4\text{-}2\text{-}3$$

رسمت المعادلتان 3-2-3 و 3-2-4 في الشكل 3-8 أ. ان التوزيع الأحتمالي التراكمي للطور العشوائي ψ_r مستقل عن سرعة العربة.

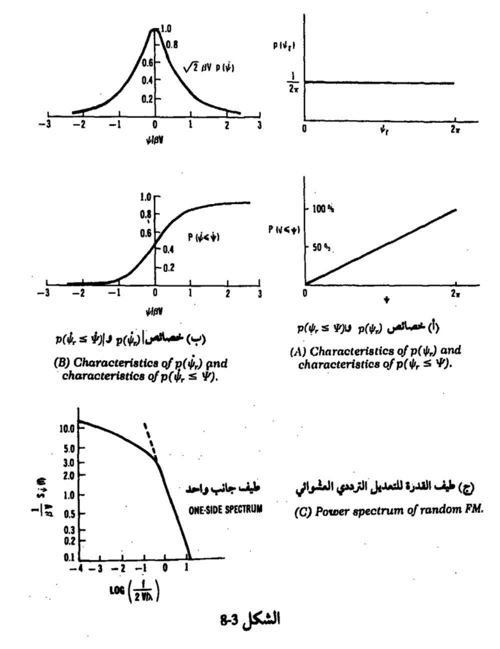
3-2-2 التعديل الترددي العشوائي $\dot{\psi}_r(t)$:

عندما نتعامل مع التعديل الترددي يصبح مشتق الطورُ العشوائي $\psi_r(t)$ متغيراً عشوائياً $\dot{\psi}_r(t)$ في التعديل الترددي ويدعى التعديل الترددي العشوائي.

وقد بينت خصائص تابع الكثافة الاحتمالي والتوزيع الاحتمالي التراكمي لـ $\dot{\psi}_r(t)$ في الشكل 3-8 ب. وهما تابعان لسرعة العربة (V) أو لتردد الخفوت (V/λ) كما هو واضح في الشكل 3-8 ب. ينتشر التعديل الترددي العشوائي $\dot{\psi}_r(t)$ عشوائياً ولكنه متناظراً في الترددات حول التردد الحامل. إن تابع التوزيع التراكمي لـ $\dot{\psi}_r(t)$ هو تابع غير خطي وقد بين في الشكل 3-8 جـ إن طيف القدرة $\dot{\psi}_r(t)$ ذو قطع حاد عندما يتخطى التردد $2V/\lambda$ المبينة في الشكل 3-8 جـ.

في بيئة الراديو المتنقل يمكن أن تبلغ سرعة العربة 105 كم/ سا (70 ميل/ ساعة) يفترض أيضاً أن يكون التردد العامل 1 جـ هـ، أي λ=0,3م (1 قدم) تقريباً. في هذه الشروط يكون تأثير التعديل الترددي العشوائي الفعال طفيفاً إذا كان التردد فوق $2V/\lambda$ أو 176 هـ وذلك نتيجة لميل الانخفاض الحاد المبين في الشكل 3-8 جـ، وهذا يعني انه إذا كان الجزء السفلي من الاشارة المطلوبة قد صمم ليكون أعلى من 176 هـ فإن التعديل الترددي العشوائي لا يؤثر على الأشارة المرغوبة.

وبما أن تردد الصوت البشري أعلى من 300 هـ فإن مرشاح النطاق لا يمرر التعديل الترددي العشوائي. وبكلمات أخرى فإن التعديل الترددي العشوائي لا يؤثر على الاتصالات الصوتية للراديو المتنقل.



(ب) خصائص $p(\dot{\psi}_r)$ و $p(\dot{\psi}_r \leq \dot{\Psi})$

(B) Characteristics of $p(\dot{\psi}_r)$ and characteristics of $p(\dot{\psi}_r \leq \Psi)$.

(أ) خصائص $p(\psi_r)$ و $p(\psi_r \leq \Psi)$

(A) Characteristics of $p(\psi_r)$ and characteristics of $p(\psi_r \leq \Psi)$.

(ج) طيف القدرة للتعديل الترددي العشوائي

(C) Power spectrum of random FM.

الشكل 8-3

خصائص الطور العشوائي- والتعديل الترددي العشوائي :

انـه لامـر مهم ومحـرج في اتصالات المعطيات تجنب تركيز الطاقة في مدى التعـديل الـترددي العشوائي باستخدام شكل موجة التشوير الملائم. يعد تشوير مانشستر تشويراً جيداً لمثل هذا التطبيق لأن القدرة لا تتركز عند التردد صفر.

3-3 الخفوت الانتقائي والتعديل الترددي العشوائي الانتقائي.

1-3-3 الخفوت الإنتقائي:

الخفوت الانتقائي يعني عادة خفوت التردد الانتقائي، أي أن ترددين مختلفين يفصل بينهما مدى ترددي محدد وينتشران في وسط ما لا يلحظ عليهما نفس الخفوت. يتعلق الخفوت الانتقائي بشدة نشر التأخير الزمني Δ ، فإذا كان نشر التأخير الزمني مساوياً الصفر لا يتواجد الخفوت الانتقائي. ومع هذا فإن خفوت تعدد المسارات في بيئـة الـراديو المتنقل تنتج نشر تأخير كما ذكر في الفصل 1-5-6 والخفوت هنا إنتقائي ويعتمـد على عرض نطاق التماسك. يمكن اشتقـاق المعـادلـة 1-5-58 من المعادلة 3-1-11 في حالة هوائي وحيد لتكن $\Delta d = 0$ في المعادلة 3-1-11 وليكن معامل التماسك $\rho = 0.5$ كمعيار لتحـديد عرض نطاق التـماسـك. إذا كان الفـاصـل الـترددي $B = \Delta\omega/2\pi$ كبـيراً جداً بحيث كانت $\rho < 0.5$ فالـترددان ليسا في نطاق التماسك $(B > B_c)$ - إذا كانت $\rho > 0.5$. فالترددان المنفصلان بالفاصل (B) يقعان ضمن نطاق التماسك. باستخدام $\rho_c = 0.5$. لهذا المعيار تصبح المعادلة 3-1-11 كالتالي:

$$\rho_c = 0.5 = \frac{1}{1 + (\Delta\omega_c)^2 \cdot \Delta^2}$$

أو:

$$B_c = \frac{\Delta\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\Delta} \quad \text{1-3-3}$$

تعـرف المعـادلـة 3-3-1 بمعـادلة عرض نطاق التماسك بين اشارتين تخفتان بالاتساع. بتعويض بيانات نشر التأخير المذكورة في الفصل 1-5-6 فإن عرض نطاق التماسك لمختلف أنواع البيئة الصنعية يصبح كما يلي:

B_c = 300 ك هـ عند Δ = 0,5 ميكروثانية في المناطق الريفية (الضواحي).
B_c = 50 ك هـ عند Δ = 3 ميكروثانية في مناطق المدن.
B_c = 0,8 م هـ عند Δ = 0,2 ميكروثانية في المناطق المكشوفة.

إن عرض نطاق التماسك في المناطق الريفية أكبر منه في مناطق المدن. ينعدم الأرتباط بين خفوت الأشارات في مناطق المدن إذا كان الفاصل بين الترددين أكبر من 50 ك هـ، وفي المناطق الريفية فإن فاصل 300 ك هـ يجعل الخفوت غير مترابط وفي المناطق المكشوفة يلزم 800 ك هـ. اذا طبق التباين الترددي في بيئة الراديو المتنقل يجب ان يكـون الفـاصـل الترددي المطلوب 300 ك هـ وقد بين السبب في نظام التباين الترددي في الفصل 3-4-2 .

3-3-2 التعديل الترددي العشوائي الانتقائي:

يمكن الحصول على عرض نطاق التماسك لتعديلي ترددين عشوائيين مختلفين. إلا ان اشتقاقه صعب ومطول ونعبر عنه بعلاقته البسيطة كما يلي:

$$B_c' = \frac{1}{4\pi\Delta} \qquad 3\text{-}3\text{-}2$$

وبهـذه الحـالـة يكـون عرض نطاق التـماسـك للتعديل الترددي العشوائي الانتقائي نصف عرض نطاق التماسك للخفوت الانتقائي.

في الفصل 3-5 سوف يطبق عرض نطاق التماسك B_c' على تصميم النظام.

3-4 انظمة التنوع

تؤمن أنظمة التنوع مدخلين أو أكثر لجهاز الأستقبال المتنقل بحيث لايوجد إرتباط بين ظواهر الخفوت لهذه المداخل، يجب الحذر إلى أننا نعني بالأرتباط فقط التعـامـل مع قناتي إشارتين خافتتين. ويجب أن تكون الرسالة المحملة على هاتين القناتين نفسها دائماً.

وفي هذا الفصل سوف نناقش الطرق التي يمكن أن تنشيء أقل إرتباط بين إشارتين خافتتين ويمكن ضمهما بعد الاستقبال وتمليس الخفوت قبل كشف الرسالة. يبـين الشكـل 3-9 توضيحاً لذلك. هناك نوعان من الخفوت: طويل الأجل وقصير الأجل. لتقليل الخفوت طويل الأجل نحتاج الى استخدام التنوع الموسع ولتقليل الخفوت قصير الأجل نحتاج إلى استخدام التنوع الدقيق.

الاشارة الناتجة عن الضم الانتقائي .... الاشارة ب ---- الاشارة أ ____

سوية الإشارة ديسيبل

TIME

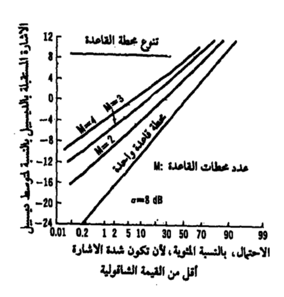
الشكل 3-9
توضيح الفائدة في تقليل الخفوت بضم إشارتين خافتتين.

3-4-1 التنوع الموسع (ينطبق على هوائيات منفصلة)

ينتج تغير المتوسطات المحلية عن تغيُّر مناسيب التضاريس.

إذا استخدم هوائي في موقع واحد يمكن أن تكون الوحدة المتنقلة غير قادرة على استقبال الاشارة في موقع جغرافي معين نتيجة لتغير التضاريس، لذلك يجب استعمال موقعين منفصلين لهوائيين يبثان أو يستقبلان اشارتين ومن ثم ضم هاتين الاشارتين لتخفيض الخفوت طويل الأجل. وكما وصف في الفصل 2 - 3 فان الخفوت طويل الأجل يتبع توزيعاً لوغارتمياً طبيعياً بانحراف معياري تتعلق قيمته بتغيرات تضاريس الأرض.

يري الشكل 3-10 ضم إشارتين حتى أربع إشارات خافتة خفوتاً طويل الأجل ولها نفس الانحراف المعياري 8 ديسيبل. ينصح بتقنية الضم الانتقائي في أنظمة التنوع الموسع، ويعني الضم الانتقائي إنتقاء الإشارة الأقوى دائماً من الاشارتين الخافتتين في ذلك الوقت.



الشكل 3-10

آداء الضم الانتقائي في التنوع الموسع

3-4-2 التنوع الدقيق (ينطبق على هوائيات متقاربة في نفس الموقع)

في بيئة الخفوت ، يعاني المتوسط المحلي للأشارة المستقبلة عند الوحدة المتنقلة من الخفوت مع أزدياد المسافة، ويتغير أيضاً نتيجة لمناسيب التضاريس على طول المسار الراديوي، يدعى المتوسط المحلي للأشارة بالوسطي المحلي أو اشارة الخفوت طويل الأجل الموصوفة في الفصل 2-2 . إن ظاهرة تعدد المسارات تنتج خفوت رايلي الذي يبلغ تغير إتساعه الديناميكي (40) ديسيبل على طول المتوسط المحلي .

وصف سابقاً تقليل الخفوت طويل الأجل وخفوت رايلي. وقد استخدم في الفصل 3-4-1 التنوع الموسع لتقليل الخفوت طويل الأجل وفي الفصل 3-4-2 ادخلت ستة من انظمة التنوع الدقيق، وكلها تقلل خفوت رايلي وتتطلب هوائيين أو أكثر أو ترددين على نفس موقع الهوائي (هوائيات متقاربة على نفس الموقع). بعد إنشاء فروع التنوع هناك طرق لضمها جميعاً .

تظهر تقنيات الضم في الفصل 3-5 ونورد فيما يلي أنظمة التنوع الستة :

1 ـ التنوع الفراغي: يمكن لهوائيين مفصولين عن بعضهما بمسافة (d) أن

يؤمنا إشارتين بارتباط ضعيف بين خفوتيهما. يتغير الفاصل d بصورة عامة مع ارتفاع الهوائي h . سيتعين الفاصل في الفصل 6 من أجل إرتفاع هوائي محطة القاعدة، وفي الفصل 7 من اجل المحطة المتنقلة.

2 ـ **التنوع الترددي**: يمكن لترددين أن يفصلا عن بعضهما بنطاق B_c بحيث ينعدم الأرتباط بين الاشارتين الخافتتين المستقبلتين على هذين الترددين، يمكن أن تحدد قيمة B_c من الفصل 3-3-1 .

تبين المعادلة 3-3-1 وجوب استخدام قيمة لـ B_c أكبر من 50ك هـ في مناطق المدن واكبر من 300ك هـ في مناطق الضواحي. وفي المناطق المكشوفة يجب ان تزيد قيمة B_c عن 800ك هـ. لا يلحظ خفوت شديد في المناطق المكشوفة ولهذا لا تتطلب تنوعاً. يؤمن الفاصل الترددي المطلوب لتقليل الخفوت في منطقة الضواحي تقليل الخفوت أيضاً في مناطق المدن. يبقى نطاق التماسك نفسه عند أي تردد حامل ما دام التردد الحامل يتراوح بين 30 م هـ و1 جـ هـ.

ولهذا يبقى فاصل التردد هذا ثابتاً. يبقى الفاصل الترددي نفسه أيضاًعند تجهيز التنوع عند الوحدة المتنقلة أو محطة القاعدة.

3 ـ **التنوع الاستقطابي**: ترسل مكونتان مستقطبتان E_x ، E_yمن هوائيين مستقطبين في محطة القاعدة وتستقبلان بهوائيين مستقطبين عند المحطة المتنقلة أو العكس وهذا يمكن أن يؤمن إشارتين خافتتين بدون إرتباط بينهما. وقد برهن على هذا نظرياً وتجريبياً في بيئة الراديو المتنقل. إن السيئة الرئيسة في استخدام التنوع الأستقطابي هو إنخفاض القدرة بمقدار 3 ديسيبل عند الجانب المرسل نتيجة لأنقسام القدرة بين هوائيين مستقطبين استقطاباً مختلفاً.

4 ـ **تنوع مكونات المجال**: تبنى فكرة استخدام مكونات المجال على النظرية الكهرومغناطيسية فحيثما ينتشر المجال الكهربائي E فإن المجال المغناطيسي H يرافقه دائماً. يحمل كلا المجالين E ، H نفس معلومات الرسالة، اذا لم توجد النواثر لا يمكن التمييز بين المكونتين.

لنفترض أن هاتين المكونتين قد قفزتا إلى الخلف وإلى الأمام في بيئة متعددة المسارات عندئذٍ تختلف آليتا الانعكاس لـ E ، H . مثال بسيط على ذلك، هو أن نبين ان نمط الأمواج المستقرة الناتجة عن إنعكاس الموجتين E ، H عن ناثر يبتعدان عن بعضهما بمقدار °90 في الطور. عندما تكون E عظمى تكون H صغرى. في بيئة

الراديو المتنقل يمكن أن تجمع ازواجاً كثيرة من الأمواج المستقرةفي المجالين Hy ' Ex . ويمكن التنبؤ بالنتائج وهي ان جميع هذه المكونات E_x, H_x, H_y لا إرتباط بينها في بيئة الراديو المتنقل ويمكن البرهنة على ذلك أيضاً من الفصل 3-1 . لا يتطلب هذا النظام الفصل الفيزيائي بين الهوائيات. تظهر فائدة استخدام هذا النظام من التنوع في الأنظمة العاملة على الترددات (المنخفضة أقل من 100 م هـ مثلاً. عند العمل على تردد عال حوالي 1 ج. هـ. يمكن أن يطبق التنوع الفراغي بسهولة وعندها لا تستدعي الحاجة استخدام تنوع مكونات المجال. يفضل كلا النظامين التنوع الفراغي وتنوع مكونات المجال على التنوع الاستقطابي وذلك لأن ليس فيهما انخفاض في القدرة بمقدار 3 ديسيبل كالتنوع الاستقطابي.

5 ـ **التنوع الزاوي**: عندما يكون التردد العامل 10 جـ هـ أو أكثر يمكن توجيه هوائيين موجهين أو أكثر إلى إتجاهات مختلفة في موقع الأستقبال يعتبر هذا النظام اكثر فعالية عند الوحدة المتنقلة منه عند محطة القاعدة.

6 ـ **التنوع الزمني**: يعني التنوع الزمني إرسال رسائل متماثلة في نوافذ زمنية مختلفة تؤدي إلى عدم إرتباط إشارتين خافتتين في جانب الأستقبال. يعتبر التنوع الزمني نظاماً جيداً لتقليل التعديل البيني في موقع الأقنية المتعددة ولكن في بيئة الراديو المتنقل يمكن أن تكون الوحدة المتنقلة في حالة الثبات في مكان يكون فيه الوسطي المحلي ضعيفاً أو تحت سيطرة خفوت عميق.

في كلا هاتين الحالتين لا يستطيع التنوع الزمني أن يساعد في تقليل الخفوت

3-5 تقنيات الضم.

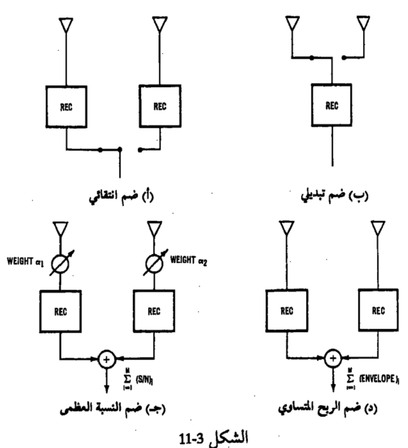
3-5-1 تقنيات الضم في أنظمة التنوع:

توجد أربع تقنيات ضم رئيسة: الانتقائي والتبديلي والنسبة العظمى والربح المتساوي. يمكن أن يطبق كل نظام تنوع على احدى تقنيات الضم هذه وقد بينت هذه التقنيات في الشكل 3-11 مع مستقبل تنوع بفرعتين.

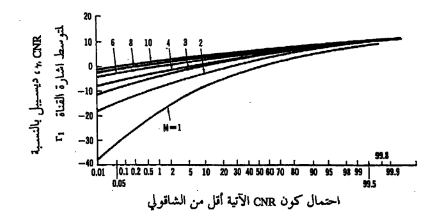
1 ـ **الضم الانتقائي**: وينتقي الأشارة الأقوى من بين M فرعة تنوع. وقد بيّن الشكل 3-10 تقليل الخفوت طويل الأجل بالتنوع الموسع بعدد (m) هوائي منفصل الموقع وبين الشكل 3-12 تقليل خفوت رايلي بالتنوع الدقيق بعدد (m) هوائي في موقع واحد.

تبـينّ الأشكـال أن الخفوت يقل كلما ازدادت (m) . يحتاج مستقبل الضم الانتقـائي بفـرعتين إلى مقدمتي إستقبال دائماً. واحدة لاستقبال الأشارة العظمى والأخرىٰ لغرض المراقبة.

2 ـ **الضم التبديلي**: يختلف الضم التبديلي عن الضم الانتقائي. ففي الضم التبـديلي تنتقى إشـارتا التنوع بناءً على سوية العتبة المعروفة في اللاقط. اذا كانت الأشارة (A) أعلى من العتبة (L) فهي تنتقى للاستقبال. ويستمر إستقبالها حتى تقع تحت السوية (L) عندئذٍ ينتقل المستقبل إلى الاشارة (B) بغض النظر عمّا إذا كانت الأشارة (B) أعلى من (L) أو تحتها. يجب أن تكون إشارة (B) أعلى من (L) أي إذا كانت أقل فهذا يعتمد على خوار زمية المستقبل للتبديل فإما أن يرجع إلى الأشارة

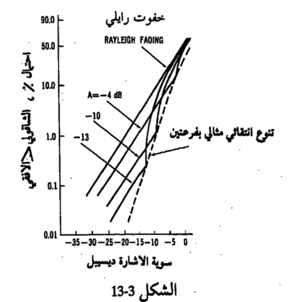


الشكل 11-3
أربع طرق ضم مختلفة للتنوع



الشكل 3-12

منحنيات أداء الضم الانتقائي في نظام التنوع الدقيق لاشارات خفوت رايلي



الشكل 3-13

آداء ضم تبديلي لفرعتي إشارة بسويات عتبة مختلفة.

(A) أو يبقى عنـد الأشـارة (B) حتى ترتفع فوق سوية (L) . لا يكون أداء الضم التبديلي (كما هو مبين في الشكل 3-13) دائماً جيداً كما هو الحال في الضم الانتقائي لأن الضم التبـديلي يحتاج إلى مستقبل واحد فقط فهو أقل كلفة ويمكن إستخدامه في الـوحـدات المتنقلة. ومع هذا فالاداء يتأثر بشدة بسوية العتبة وضجيج التبديل. يتطلب تحسين هذا النظام إلى تغيير سوية العتبة (L) ديناميكياً في الوقت ذاته بناءً على ضجيج التبديل الناتج عن نبضات الوصل التبديلي بواسطة كتلة افراغ وإمساك.لا تزال تقنية الضم هذه بحاجة إلى إجراء بحوث عليها لتبرير كلفة تحسينها على تقنيات الضم الأخرى.

3 ـ **ضم النسبة العظمى**: النسبة العظمى تعني النسبة العظمى للأشارة إلى الضجيج . وهذا أفضل تقنية ضم كما برهن عليها رياضياً. يتطلب كل فرع توزيناً منـاسبـاً كما هو مبـين في الشكل 3-11 جـ. تكون الأشارة بعد الضم عند النطاق الأساسي هي مجموع نسب الأشارة إلى الضجيج الأنية لكل فرع افرادي

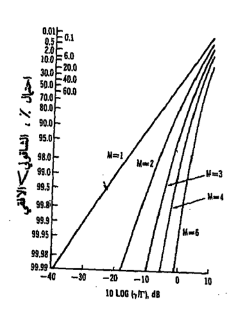
$$\gamma = \sum_{i=1}^{M} \gamma_i \qquad 1\text{-}5\text{-}3$$

يبـين الشكـل 3-14 آداء ضم النسبـة العظمى حيث Γ هي متوسط نسبة الأشارة إلى الضجيج في قناة وحيدة. تتطلب تقنية الضم هذه لتنوع بفرعتين إلى مستقبلين، والدارة معقدة جداً.

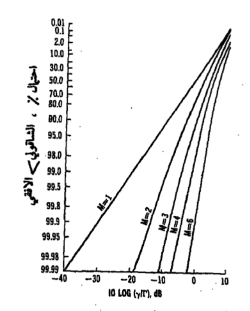
4 ـ **ضم الربح المتساوي**: وهذا هو ضم بتوحيد الطور حيث يحضر الأطوار إلى نقطة مشتركة ويضمها. ولهذا تكون الاشارة بعد الضم مجموع أغلفة الخفوت الآنية للقنوات الأفرادية:

$$r = \sum_{i=1}^{M} r_i \qquad 2\text{-}5\text{-}3$$

يبين الشكل 3-15 آداء ضم الربح المستاوي حيث $\gamma/\Gamma = \langle r^2\rangle/\langle r_1^2\rangle$ يتخلف ضم الربح المتساوي في النوعية بمقدار (1) ديسيبل فقط بالمقارنة مع ضم النسبة العظمى. لهذا السبب ولبساطة دارته نسبياً يستخدم ضم الربح المتساوي عادة في محطات القاعدة.



الشكل 3-14
منحنيات آداء ضم النسبة العظمى ضمن أقنية مستقلة



الشكل 3-15
التوزيع الأحتمالي التراكمي لفروع ضم الربح المتساوي.

3-5-2 تقنيات الضم لتقليل الطور العشوائي:

تستخدم تقنيات الضم التالية في كل فرع. وغرضها تقليل الطور العشوائي (الموصوف في الفصل 3-2) في كل فرع اثناء استقبال الاشارة.

1 ـ **ضم التغذية الامامية**: يبين الشكل 3-16 أ تقنية لتقليل الطور العشوائي باستخدام مخلاطين M_1 ، M_2 . يحاول المخرج في (S8) تقليل مكونة الطور العشوائي. الا أنه بسبب ضم التغذية الأمامية هذا فان ضجيج الجبهة الأمامية للمستقبل يبقى.

2 ـ **ضم التغذية الراجعة (جرانلاند)**: ضم التغذية الراجعة يشبه ضم التغذية الأمامية إلا أن له حلقة تغذية راجعة كما هو مبين في الشكل 3-16 ب.يعتبر تقليل الطور العشوائي بإستخدام ضم التغذية الراجعة أكثر فعالية دائماً من إستخدام ضم التغذية الأمامية . وثمن هذا النوع من الضم هو ضرورة تصميم مراشيح مناسبة. يمكن استخدام كلا نوعي الضم بالتغذية الأمامية والراجعة كضم طوري موحد لعدد (M) من الفرعات.

إن التخلص من الطور العشوائي في كل فرع وضمها مع بعضها يكافيء ضم الربح المتساوي ولهذا فقد اقترح إستخدام الجمع بين ضم التغذية لتقليل الطور العشوائي وضم الربح المتساوي لتقليل خفوت المسارات المتعددة في مستقبلات محطة القاعدة.

3 ـ **الضم بنغمة دليل**: ويتم ذلك بإرسال نغمة دليل قريبة جداً من حامل الأشارة المرغوبة ويمكن ترشيحها بعد الأستقبال. ترسل نغمة الدليل عادة بقدرة صغيرة. في الاستقبال تحمل الأشارة المرغوبة ونغمة الدليل أيضاً معلومات عن الطور العشوائي.

اذا كان الفاصل الترددي بين الأثنتين ليس كبيراً فإنهما تحملان نفس الطور العشوائي.

بعد المرور بالمخلاط (إنظر الشكل 3-13 جـ) يلغى الطور العشوائي. وبنفس الوقت تساعد هذه التقنية على تقليل الضجيج الأمامي. سيئة هذه التقنية هي الاستخدام الأضافي للطيف الترددي. تبنى متطلبات الفاصل الترددي للحفاظ على نفس الطور العشوائي على المعادلة 3-3-2 .

$$B' < B_c' = \frac{1}{4\pi\Delta} \qquad 3\text{-}5\text{-}3$$

في منـاطق الضـواحي $\Delta = 0.5$ مكيروثانية، عندئذ $B_e' = 150$ ك هـ وفي مناطق المدن $\Delta = 3$ ميكروثانية و $B_e' = 25$ ك هـ. لأن B يجب ان تكون دوماً أقل من B_e' ندع B' تكـون أقـل من 25 ك هـ لكي تؤمن تقليل الـطور العشـوائي في مناطق المدن.

M_1 AND M_2 ARE MIXERS مخلاطان

A=AMPLIFIER مكبر

C_1 AND C_2 ARE SIGNAL DEVICES DETERMINED BY INPUT SIGNAL جهازا اشارة يحددان باشارة المدخل

M_1, C_1, A, M_2, C_2, S_s, $e^{j(\omega_0 t+\alpha)}$

(أ) دارة ضم تقليدية امامية نموذجية

M_1, F_1, LIMITING AMPLIFIER, M_2, F_2, TO FM DETECTOR

(ب) مضمام جرانلاند

MULTIPLIER (OR MIXER), BANDPASS FILTER

(جـ) نموذج دارة لطريقة تناوب الدليل والاشارة (C)

الشكل 3-16 تقنيات تقليل التعديل الترددي العشوائي

6-3 معدل خطأ البتات ومعدل خطأ الكلمات في بيئة الخفوت

1-6-3 في بيئة ضجيج غوص:

في بيئة ضجيج غوص يكون معدل خطأ البتات تابعاء لسوية الإشارة. في التعديل الرقمي يركب الشكل الثنائي للموجة على حامل ثم يستخدم عادة التعديل الطوري والتعديل الترددي. وبسبب الطبيعة ثنائية السوية لاشارة التعديل الحاملة يدعى التعـديل الطوري بالابراق بزحزحة الطور (PSK) ويدعى التعديل الترددي بالابراق بزحزحة التردد (FSK). وتدعى ازالة التعديل المتزامنة لاشارة مبرقة مزحزحة التردد بـ FSK متماسك وتدعى ازالة التعديل غير المتزامنة للابراق بزحزحة التردد بـ FSK غير متماسك. الابراق بزحزحة الطور التفاضلي (DPSK) هو تطوير للابراق بزحزحة الطور لتجنب ضرورة تأمين الحامل المتزامن الذي يتطلبه المستقبل لازالة تعديل اشارة الـ PSK. مثال ذلك ان معدل خطأ البتات للأنواع الأربعة من انظمة التعديل الرقمي / (0و1) يعطى كما يلي:

الابراق بزحزحة الطور التفاضلي

$$Pe = \frac{1}{2} e^{-\gamma} \quad \text{(DPSK)} \qquad 1\text{-}6\text{-}3$$

الابراق بزحزحة التردد غير المتماسك

$$Pe = \frac{1}{2} e^{-\gamma/2} \quad \text{(noncoherent FSK)} \qquad 2\text{-}6\text{-}3$$

الابراق بزحزحة الطور

$$Pe = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad \text{(PSK)} \qquad 3\text{-}6\text{-}3$$

الابراق بزحزحة التردد المتماسك

$$Pe = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}}\right) \quad \text{(coherent FSK)} \qquad 4\text{-}6\text{-}3$$

حيث γ هي نسبة الاشارة الى الضجيج و *(·) erfc هو متمم تابع الخطأ.* رسمت المعادلات الأربع (1-6-3 إلى 4-6-3) في الشكل 3-17.في بيئة ضجيج غوص

* $\operatorname{erfc}(x) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt = \frac{2}{\pi} \int_x^\infty e^{-t^2} dt$

يعتمد معدل خطأ البتات على نسبة الاشارة إلى الضجيج فقط. يمكن الحصول على معدل خطأ الكلمات P_{ew} بافتراض أن الخطأ باعتبار كل بتة مستقلة هو نفس الخطأ باعتبار كل بتة ضمن البتات المجاورة. إن هذا هو شرط بتة مستقلة. يكون معدل خطأ الكلمات لكلمة مؤلفة من N بتة بعد تصحيح t بتة هو:

$$p_{ew} = 1 - p(N,0) - \sum_{m=1}^{t} p(N,m) \qquad 5\text{-}6\text{-}3$$

حيث $p(N,m)$ الاحتمال لكلمة معطاة بطول N بتة فيها m بتة خاطئة ويعطى بالعلاقة:

$$p(N,m) = \frac{N!}{m!(N-m)!}(1-Pe)^{N-m}Pe^{m}$$

حيث Pe هو أحد معدلات خطأ البتات المبينة في المعادلات من 3-6-1 إلى 3-6-4 رسم معدل خطأ الكلمات للابراق بزحزحة الطور التفاضلي في الشكل 3-18 مع تصحيح t بتة. سيوصف بالتفصيل معدل خطأ الكلمات لأطوال كلمات مختلفة وبيئات وسرعات عربات مختلفة في الفصل 3-8

3-6-2 في بيئة خفوت رايلي:

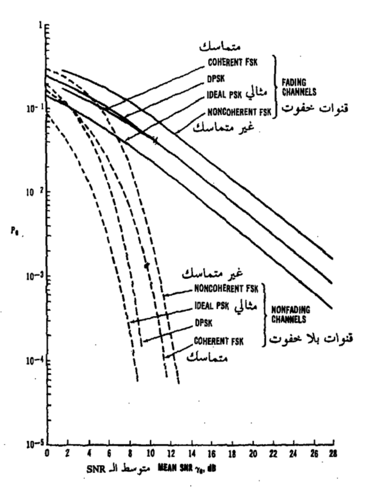
في بيئة خفوت رايلي تتغير نسبة الأشارة الى الضجيج وفقاً لخفوت تعدد المسارات. ولهذا لا يمكن أن يبنى معدل خطأ البتات على سوية واحدة ثابتة من نسبة الاشارة إلى الضجيج (γ). ويستخدم لذلك متوسط معدل خطأ البتات في حالة خفوت رايلي.

$$<Pe> = \int_0^{\infty} Pe \cdot p(\gamma)d\gamma \qquad 6\text{-}6\text{-}3$$

حيث $p(\gamma)$ هو تابع الكثافة الاحتمالية لخفوت رايلي ويشتق من المعادلة 1-5-10 وهو:

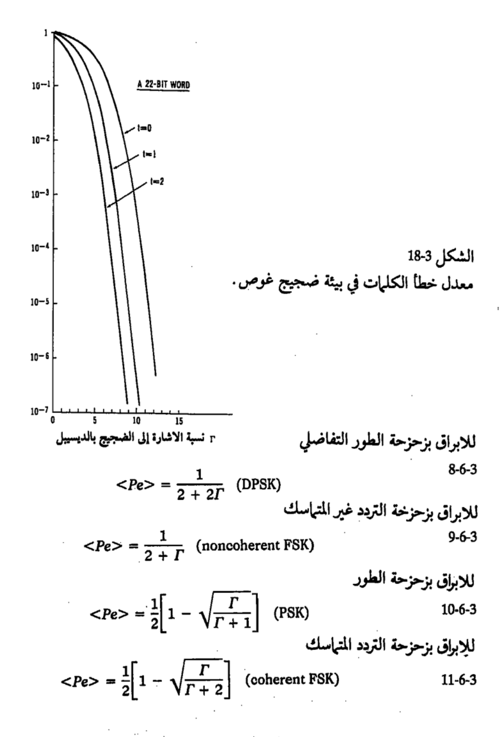
$$p(\gamma) = \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \qquad 7\text{-}6\text{-}3$$

و Γ هي متوسط نسبة الأشارة الى الضجيج لفرعه واحدة (قناة) من المستقبل. بتعويض المعادلات من 3-6-1 الى 3-6-4 في المعادلة 3-6-6 نحصل على :



الشكل 3-17

احتمال الخطأ لأنظمة متعددة من خفوت رايلي



الشكل 18-3
معدل خطأ الكلمات في بيئة ضجيج غوص.

للابراق بزحزحة الطور التفاضلي

$$\langle Pe \rangle = \frac{1}{2 + 2\Gamma} \quad \text{(DPSK)} \qquad 8\text{-}6\text{-}3$$

للابراق بزحزحة التردد غير المتهاسك

$$\langle Pe \rangle = \frac{1}{2 + \Gamma} \quad \text{(noncoherent FSK)} \qquad 9\text{-}6\text{-}3$$

للابراق بزحزحة الطور

$$\langle Pe \rangle = \frac{1}{2}\left[1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{\Gamma + 1}}\right] \quad \text{(PSK)} \qquad 10\text{-}6\text{-}3$$

للإبراق بزحزحة التردد المتهاسك

$$\langle Pe \rangle = \frac{1}{2}\left[1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{\Gamma + 2}}\right] \quad \text{(coherent FSK)} \qquad 11\text{-}6\text{-}3$$

رسمت المعادلات الأربع السابقة في الشكل 17-3 . من أجل المقارنة مع

قيم $\Gamma >> 1$. تنطبق قيم $<Pe>$ لكل من الابراق بزحزحة الطور التفاضلي والابراق بزحزحة التردد المتهاسك وتتبع ميل $1/2\Gamma$. وبصورة عامة يكون معدل خطأ البتات في الانظمة الرقمية في بيئة خفوت رايلي كما يلي:

عندما تكون $\bar{\Gamma}$ كبيرة

$$<Pe> \propto \frac{1}{\Gamma}$$

كما يزداد معدل خطأ البتات أيضاً بشدة نتيجة لخفوت رايلي إذا ما قورن مع بيئة غوص ولهذا يجب تقليل خفوت تعدد المسارات في الأشارة المستقبلة بالراديو المتنقل والذي ينتج عنه معدل خطأ بتات اكبر. يناقش في الفصل التالي أنظمة تقليل الخفوت.

3-6-3 تنوع الارسال لتقليل الخطأ:

تستخدم أنظمة التنوع الموصوفة في الفصل 3-5 دائماً لتقليل خفوت الأشارة ومع تقليل الخفوت يقل معدل خطأ البتات. ان متوسط معدلات خطأ البتات لأنظمة مختلفة بضم النسبة العظمى العاملة في بيئة خفوت الراديو المتنقل هو:

للابراق بزحزحة الطور التفاضلي.

$$<Pe> = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{\Gamma + 1}\right)^M \quad \text{(DPSK)} \qquad 12\text{-}6\text{-}3$$

للابراق بزحزحة التردد غير المتهاسك

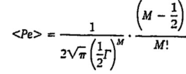
$$<Pe> = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{\frac{1}{2}\Gamma + 1}\right)^M \quad \text{(noncoherent FSK)} \qquad 13\text{-}6\text{-}3$$

تطبق المتوسطات التالية لمعدلات خطأ البتات على الحالات التي يتوقع بها انخفاض معدلات خطأ البتات $<Pe> << 1$

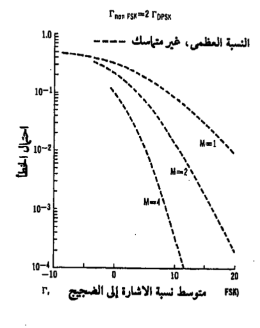
الابراق بزحزحة الطور

$$<Pe> = \frac{1}{2\sqrt{\pi}}\frac{1}{\Gamma^M}\frac{\left(M - \frac{1}{2}\right)!}{M!} \qquad <Pe> << 1 \quad \text{(PSK)} \qquad 14\text{-}6\text{-}3$$

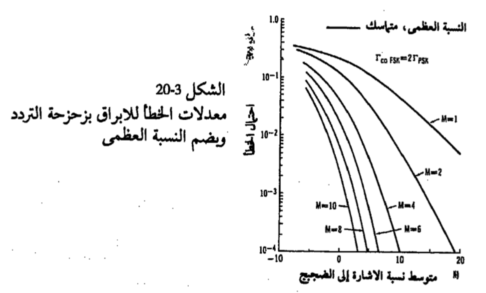
الابراق بزحزحة التردد المتماسك



$$\langle Pe\rangle = \frac{1}{2\sqrt{\pi}\left(\frac{1}{2}\Gamma\right)^{M}} \cdot \frac{\left(M-\frac{1}{2}\right)!}{M!} \qquad \langle Pe\rangle << 1 \quad \text{(coherent FSK)} \qquad 15\text{-}6\text{-}3$$

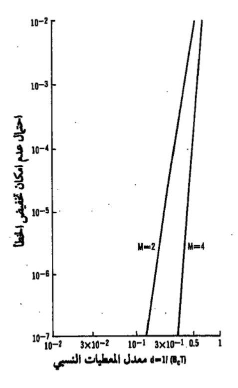


الشكل 19-3
معدلات الخطأ للابراق بزحزحة التردد وبضم النسبة العظمى

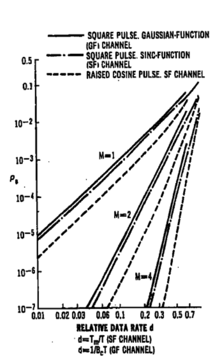


الشكل 20-3
معدلات الخطأ للابراق بزحزحة التردد وبضم النسبة العظمى

يبين الشكل 3-19 المعادلتين 3-6-12، 3-6-13 ويبين الشكل 3-20 المعادلتين 3-6-14، 3-6-15 . ينخفض متوسط معدل خطأ البتات عندما تزداد M وقد بين ذلك على جميع المنحنيات . للحفاظ على نفس متوسط معدل خطأ البتات يحتاج نظام زحزحة التردد بالابراق غير المتماسك الى اشارة أعلى بمقدار 3 ديسيبل من الاشارة المستقبلة بنظام زحزحة التردد بالابراق المتماسك .



الشكل 3-22
احتمال الخطأ الأصغر كتابع لمعدل المعطيات النسبي للابراق بزحزحة التردد .



الشكل 3-21
مقارنة احتمالات الخطأ الأصغر نتيجة لخفوت التردد الانتقائي بضم أقنية الاشارة الثلاث موضوع الدراسة .

3-6-4 معدل خطأ البتات الأصغر (غير القابل للتقليل)

في بيئة الراديو المتنقل يكون معدل خطأ البتات تابعاً لمتوسط سوية الأشارة ولعرض نطاق التماسك المبني على نشر التأخير. يمكن تقليل معدل خطأ البتات كلما ازداد متوسط سوية الاشارة. عندما يصل متوسط سوية الأشارة إلى نقطة معينة يبقى معدل خطأ البتات ثابتاً بينما يتابع متوسط سوية الاشارة ازدياده.

يدعى معدل خطأ البتات هذا معدل خطأ البتات الأصغر غير القابل للانقاص. ويبين الشكل 3-21 معدل خطأ البتات غير القابل للانقاص للابراق بزحزحة الطور التفاضلي DPSK ويبين الشكل 3-22 معدل خطأ البتات لنظام الابراق بزحزحة التردد. يمكن انقاص معدل خطأ البتات الأصغر بزيادة عرض نطاق التماسك أو باستخدام أنظمة التنوع. تشير أنظمة التنوع المستخدمة في الشكلين 3-22 ، 3-21 إلى فوائدها بالتخفيض الاضافي لمعدل خطأ البتات الأصغر.

3-6-5 معدل خطأ البتات الأجمالي:

يمكن أن يكون معدل خطأ البتات الكلي حاصل جمع ثلاث معدلات لأخطاء البتات الافرادية المبنية على معدلي إرسال مختلفين R_{Rfm} ، R_{Δ} . معدل الأرسال R_{Rfm} هو المعدل الذي تحدث تحته أخطاء التعديل الترددي العشوائية، R_{Δ}. هو المعدل الذي يحدث فوقه التداخل بين الرموز.

$$Pe = Pe_1 + Pe_2 + Pe_3$$

حيث Pe_1 هو معدل البتات الناتج عن خفوت رايلي.

Pe_2 هو معدل البتات الناتج عن التعديل الترددي العشوائي.

Pe_3 هو معدل البتات الأصغر الناتج عن خفوت التردد الانتقائي.

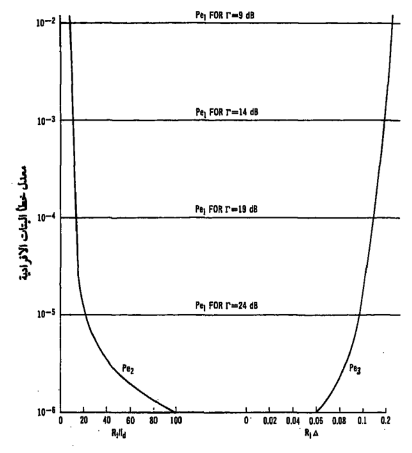
يبين الشكل 3-23 أ منحنيات Pe_1 ، Pe_2 ، Pe_3 حيث Rt هو معدل الأرسال و FA هو تردد الخفوت، وΔ زمن نشر التأخير. يكون عادة.

$Pe = Pe_1 + Pe_2$ (عندما يكون معدل الأرسال منخفضاً $R_t < R_{Rfm}$)

$Pe = Pe_1 + Pe_3$ (عندما يكون معدل الأرسال عالياً $R_t > R_{\Delta}$)

$Pe = Pe_1$ (عندما يكون معدل الأرسال هو $R_{Rfm} < R_t < R_{\Delta}$)

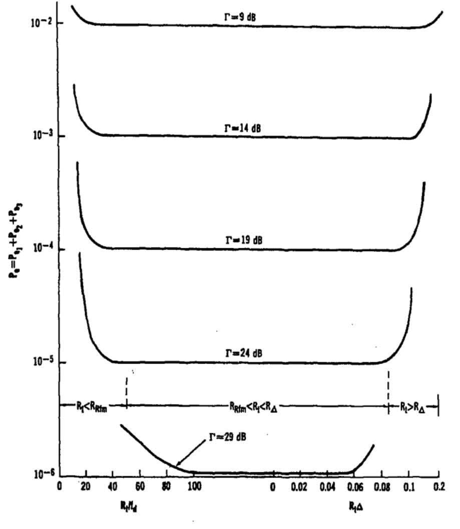
يبين الشكل 3-23 ب معدل خطأ البتات الكلي للابراق بزحزحة الطور التفاضلي لنظام تنوع بضم فرعتين.



(A) Bit-error rate in a two-branch diversity combining DPSK system subject to envelope fading, random FM, and frequency selective fading. (From Ref. 17)

الشكل 3 - 23أ

معدل خطأ البتات الكلي لنظام تنوع بضم فرعتين من الابراق بزحزحة الطور التفاضلي ويخضع لخفوت الغلاف والتعديل الترددي العشوائي وخفوت التردد الانتقائي .



(B) Total BER, $P_e = P_1 + P_2 + P_3$ in a selective Rayleigh fading environment.

معدل خطأ البتات الكلي في بيئة خفوت رايلي الانتقائي

الشكل 3 - 23 ب

7-3 حساب شدة الاشارة فوق سوية محددة في (خلية وحدة متنقلة مستقرة):

إذا كانت الـوحـدة المتنقلة في حالـة الثبات (مستقرة) ضمن خلية، فما هي الفرصة التي تستطيع فيها أن تستقبل إشارة ما موجودة في تلك الخلية؟

لنفـترض أن نصف قطر الخلية هو 16 كم (10 ميل)، والقـدرة المتـوسـطة المستقبلة على بعد 10 ميل هي P_0 ، ونسبة الاشارة إلى الضجيج عند البعد 10 ميل هي 18 ديسيبل. لنضع سوية عتبة تحت القدرة المتوسطة بمقدار 6 ديسيبل أي نسبة إشارة إلى ضجيج تزيد عن (12) ديسيبل تعتبر مقبولة.

عنـد حد الخلية يكون الأحتمال لأن تتعدى الأشارة السوية aPo ، حيث $0 < a < 1$ هي القدرة المتوسطة، هو:

$$\text{Prob}_{r=10\text{ miles}}\left(P > aP_0\right) = \int_{aP_0}^{\infty} \frac{1}{P_0} e^{-\frac{P}{P_0}}\, dP \qquad 1\text{-}7\text{-}3$$

$$= \int_{a}^{\infty} e^{-x}\, dx \quad = e^{-a}$$

إستنـاداً إلى الشكل 3-4-2 ، إذا كانت الوحدة المتنقلة على مسافة r_1 من موقع الأرسال المركزي و r1 = 16 كم (10 ميل) فإن الفرصة لأستقبال ناجح للأشارة لا يزال يعتمد على السوية aPo ، ولكن القدرة المتوسطة الآن P1 أعلى من Po ، ولهذا تعدل المعادلة 3-7-1 لتكون على الشكل:

$$\text{Prob}_{r=r_1}\left(P > aP_0\right) = \int_{aP_0}^{\infty} \frac{1}{P_1} e^{-\frac{P}{P_1}}\, dP = e^{-a\left(\frac{P_0}{P_1}\right)} \qquad 2\text{-}7\text{-}3$$

لنفترض أن خسارة الأنتشار عند المسافة r 1 هي:

$$P_1 = k r_1^{-4} \qquad 3\text{-}7\text{-}3$$

حيث K ثابت (أنظر الفصل 2-3-5) . عندما تكون $r_1 = 10$ ميل فإن P1 = Po وتصبح المعادلة 3-7-3

$$P_0 = k 10^{-4} \qquad 4\text{-}7\text{-}3$$

بضم المعادلتين 3-7-3 ، 3-7-4 وحذف العامل K نحصل على:

$$P_1 = \left(\frac{10}{r_1}\right)^4 P_0 \qquad 5\text{-}7\text{-}3$$

نعوض المعادلة 3-7-5 في المعادلة 3-7-2 نحصل على:

$$\text{Prob}_r = r_1\left(P > aP_0\right) = e^{-a\left(\frac{r_1}{10}\right)^4} \qquad 6\text{-}7\text{-}3$$

إذا كانت a = 0.25 (سوية العتبة أقل بمقدار 6 ديسيبل من متوسط القدرة فإن المعـادلـة 3-7-6 يمكن أن تفسر بانها الجزء من المحيط الذي نصف قطره r1 ونسبة الاشارة إلى الضجيج المستقبلة فيه $\geqslant$ 12 ديسيبل .

مساحة الجزء من الخلية الذي يحقق نسبه إشارة إلى ضجيج اكبر من 12 ديسيبل

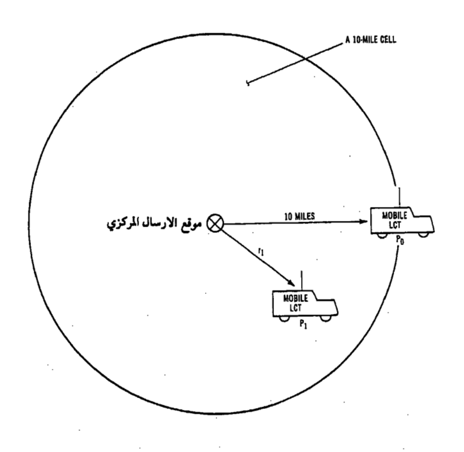
$$A_{SNR \geq 12\ dB} = \int_0^{10} e^{-0.25\left(\frac{r_1}{10}\right)^4} 2\pi r_1 dr_1 \qquad 7\text{-}7\text{-}3$$

لايجـاد النسبـة المئوية من الخلية التي تكون فيها نسبة الأشارة إلى الضجيج $\geqslant 12$ ديسيبل نقسم مساحة الخلية الكاملة على المقدار $\pi(10)^2 = 100\pi$

$$\frac{A_{SNR \geq 12\ dB}}{A_{Total}} = \frac{2\pi \int_0^{10} e^{-0.25\left(\frac{r_1}{10}\right)^4} r_1 dr_1}{100\pi} \qquad 8\text{-}7\text{-}3$$

حسبت المعادلة 3-7-8 بالتكامل العددي فوجدت الجزء من مساحة الخلية الذي تكـون فيه نسبـة الأشارة إلى الضجيج $\geqslant$12 ديسيبل هو 92,25% وهذا يعني ان الوحدة المتنقلة تستطيع الأتصال بنجاح وهي في حالة الثبات في 92.25% من مساحة الخلية . وفي المساحة المتبقية من الخلية وهي 7,75% فإن أي حركة طفيفة للعربة يمكن أن تحرك هوائي راديو الخلية إلى خارج صفره العميق ليؤمن اتصالاً ناجحاً .اذا لم يكن في الـوحـدة المتنقلة نسق تشوير مناسب ليقاوم أو يقلل خفوت المسار المتعدد فإن الوحدة لا تستطيع التحرك اثناء النداء نتيجة للخفوت الشديد.

مثـال ذلك، على الوحدة المتنقلة التي ليس لها حماية على أداء تشويرها ضد الخفوت أن تبقى ثابتة اثناء النداء عند موقع اشارة قوية.



الشكل 3-24

احتمال العملية الناجحة في حالة الثبات

8-3 تعديل نطاق جانبي وحيد.

في هذا التعـديل يمكن لأنـظمـة التنـوع أن تساعد أيضاً في تقليل خفوت الأشـارة. يعتـبر تعـديل النطاق الجانبي الوحيد جذاباً دائماً من وجهة نظر مردود الـطيف. تستخدم القناة بعرض نطاق (5) ك هـ لحمل القناة الصوتية في بيئه بلا خفوت ومع هذا لا يمكن إستخدام تعديل النطاق الجانبي الوحيد لوحدة في بيئة خفوت لأن الأشارة (صوتية أو معطيات) تعدل على إتساع الحامل. وكذلك إشارة الخفوت تظهر أيضاً على إتساع الحامل نتيجة لوسط الارسال ولهذا تتضاعف الأشارة بالخفوت خاصة إذا كان الخفوت شديداً، يمكن أن لا يكون استخدام نظام التنوع بفرعتين فعالاً في هذا النوع من التعديل.

قدم لوسيغـهان عام 1978 نظامـاً لاستخـدام الضواغط والموسعات للاتساع والـتردد كليهما في تعديل النطاق الجانبي الوحيد للاستخدامات المتنقلة ـ ضواغط وموسعات التردد لتقليل عرض النطاق، وضواغط وموسعات الاتساع لتحسين أداء الأشارة إلى الصوت. لا يمكن لهذا النظام أن يقاوم الخفوت الحاد. يتحرض في الاشارة ضجيج اضافي هو ضجيج ضغط الأشارة. إن الحل الطبيعي لتقليل ضجيج ضغط الأشارة في تعديل النطاق الجانبي الوحيد في بيئة خفوت هو استخدام الدليل كضابط آلي للربح. ومع هذا لا نستطيع إرسال إشارة الدليل مع إشارة التعديل، بحيث يكـون الفـاصـل الترددي بينهما ضمن معايير عرض نطاق التماسك لتقليل خفوت الإتساع بفعالية. (بينت في المعادلة 3-3-1).

بما أن معيار عرض نطاق التـماسـك (انـظر المعادلة 3-3-1) قد انحرف عن التعديل الزاوي (التعديل الترددي أو التعديل الطوري) وليس تعديل الأتساع فإن عرض نطاق التـماسـك لا يحتاج أن يكون ضيقاً. لا يحمل غلافا خفوت الأشارة معلومـات عن الأشـارة (صـوتية أو معطيات). وعلى العكس، في تعديل النطاق الجانبي الوحيد، يتطلب الفاصل الترددي المطلوب بين الدليل والحامل المعدل أن يكون ضيقاً جداً للوصول إلى هدف تقليل الخفوت بفعالية.

إن معـامل ارتباط الغلاف المطلوب ρ_r للحصول على نسبة إشارة مخرج إلى ضجيج ضغط الأشـارة بمقـدار (20) ديسيبل هو 0,9998 بهذا الشرط يتحدد دليل الضبط الآلي للربح عند (30-) ديسيبل بالنسبة لمتوسط القدرة. عندما يقترب معامل

الأرتباط من الواحد يجب أن يكون تردد إشارة الدليل قريباً جداً من تردد الاشارة المعدلة.

نستطيع أيجاد تردد الدليل المنفصل من المعادلة 3-1-11 إذا افترضنا ان Δd تساوي الصفر وقد إستخدم هوائي واحد فقط.

$$\rho_r = \frac{1}{1 + (\Delta\omega)^2 \Delta^2} \qquad 1\text{-}8\text{-}3$$

عندئذٍ

$$(\Delta\omega) = \frac{1}{\Delta}\sqrt{\frac{1 - \rho_r}{\rho_r}} \qquad 2\text{-}8\text{-}3$$

أو

$$(\Delta f) = \frac{1}{2\pi\Delta}\sqrt{\frac{1 - \rho_r}{\rho_r}} \qquad 3\text{-}8\text{-}3$$

حيث Δf الفاصل الترددي، Δ هو نشر التأخير

و ρ_r هو معامل ارتباط الغلاف.

مثال 3-5 : احسب فاصلي التردد المطلوبين لاشارة دليل في مناطق الضواحي ومناطق المدن.

لتكن $\Delta = 0.5$ ميكروثانية كما حصل عليها في منطقة الضواحي و $\Delta = 3$ ميكروثانية في منطقة المدن. ولتكن $\rho_r = 0.9998$ كما ذكر سابقاً، عندئذٍ يمكن الحصول على الفاصل الترددي المطلوب Δf من المعادلة 3-8-3

$\Delta f = 4.5$ kHz لمناطق الضواحي.

$\Delta f = 0.75$ kHz لمناطق المدن.

وهذا يعني أن Δf يجب أن تساوي 4,5 ك هـ أو اقل في مناطق الضواحي و 0,75 ك . هـ في مناطق المدن.

لاحظ ماك جيهان الحقيقة المبينة في المثال 3-5 وقدم نظاماً لدليل داخل النطاق. فقد فصل النطاق الصوتي فانشأ فجوة في وسط نطاق الصوت حيث وضع فيه الدليل قبل إرسال الأشارة. وفي جانب الاستقبال يضم نطاق الصوت بعد ترشيح الدليل منه. تستخدم إشارة الدليل عندئذٍ كضابط آلي للربح لتقاوم الخفوت بفعالية. أما آداء النظام العملي فهو متروك للمستقبل.

قد يكون هذا النظام أقل فعالية في التغلب على الخفوت السريع في مناطق المدن نتيجة لتأخر الدارة في حذف الخفوت. وبما ان دليل الضبط الآلي للربح يمكن أن يتغير بفعالية في مجال ديناميكي قدره 30 ديسيبل فإنه يجب تصميم نسبة عالية من الحامل المستقبل إلى الضجيج لنقل 30 ديسيبل من أجل هذا النظام. ولهذا إذا كانت نسبة الحامل إلى الضجيج عند المستقبل أقل من 30 ديسيبل فإنه لا يمكن استعادة بعض اجزاء الصوت بسبب سوية الضجيج الصنعي الذي ادخل عند المستقبل.

بصورة عامة يمكن إستخدام النطاق الجانبي الوحيد للاتصالات من نقطة إلى نقطة للاستفادة من مردود الطيف.

في نظام الخلية المتنقل (الذي سيوصف في الفصل 5-5) يستخدم نظام إعادة استخدام التردد.

وبما أن بعض الترددات سوف ترسل بآن واحد في أكثر من منطقتين مختلفتين فإن التداخل بين الأقنية يصبح مشكلة رئيسة تحتاج إلى حل.

لقد أجري تحليل بمقارنة مردود الطيف بين التعديل الترددي الموجود هذه الأيام وبين النطاق الجانبي الوحيد المثالي في انظمة الخلية المتنقلة بعد افتراض ان النطاق الجانبي الوحيد يمكنه التخلص بشكل كامل من خفوت رايلي.

وكانت النتيجة أن التعديل الترددي يسمح باستخدام خلايا أكبر بينما يتطلب النطاق الجانبي الوحيد خلايا أصغر لتأمين نفس النوعية من الصوت لنفس المنطقة. ولهذا يتطلب التعديل الترددي في بيئة راديو الخلية المتنقل خلايا أقل واكبر وفواصل أقل بين خلايا القناة الواحدة، ويتطلب النطاق الجانبي الوحيد خلايا اكثر وأصغر وفواصل أكبر بين خلايا القناة الواحدة

إن سوية نسبة الحامل إلى الضجيج (18 ديسيبل للتعديل الترددي) المستخدمة في التحليل هي لوضع سوية مرجعية فقط. وستبقى النتيجة نفسها، إذا كانت النسبة الحقيقية للحامل إلى الضجيج غير القيمة 18 ديسيبل.

توجد تفاصيل التحليل في المرجع 21

المراجع

REFERENCES

1. Lee, W. C. Y., "Statistical Analysis of the Level Crossings and Duration of Fades of the Signal from an Energy Density Mobile Radio Antenna," *Bell Sys. Tech. J.* 46 (Feb. 1967): 417–448.
   This was the first in the literature to detail derivations of the level-crossing rates and average deviation of fades of a mobile radio signal received by a whip antenna, a loop antenna, and an energy-density antenna.
2. Ibid.
3. Lee, W. C. Y., *Mobile Communication Engineering* (McGraw Hill, 1982): 189.
4. Rice, S. O., "Distribution of the Duration of Fades in Radio Transmission," *Bell Sys. Tech. J.* 37 (May 1958): 581–635.
5. Lee, W. C. Y., *Mobile Communication Engineering*, 198.
6. Gilbert, E. N., "Energy Reception for Mobile Radio," *Bell Sys. Tech. J.* 44 (Oct. 1965): 1779–1803.
7. Gans, M. J., "A Power-Spectral Theory of Propagation in the Mobile Radio Environment," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 21: 1 (Feb. 1972): 27–38.
8. Jakes, W. C., *Microwave Mobile Communications* (Wiley): 29.
9. Lee, W. C. Y., "Comparison of an Energy Density Antenna System with Predetection Combining Systems for Mobile Radio," *IEEE Trans. Commun.* 17 (April 1969): 277–284.
10. Gans, M. J., "Propagation," 27–38.
11. Lee, W. C. Y., *Mobile Communication Engineering*, 343.
12. Lee, W. C. Y., Ibid., 219.
13. Lee, W. C. Y., "Mobile Radio Signal Correlation versus Antenna Height and Spacing," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 25: 4 (Aug. 1977): 290–292.
14. Lee, W. C. Y., and Y. S. Yeh, "Polarization Diversity System for Mobile Radio," *IEEE Trans. Commun.* Com-20 (Oct. 1972): 912–923.
15. Lee, W. C. Y., "Level Crossings," 417–448.
16. Gilbert, E. N., "Energy Reception," 1779–1803.
17. Jakes, W. C., *Microwave Mobile Communications*, 530.
18. Wilmott, R. M., and B. B. Lusigman, "Spectrum Efficiency Technology for Voice Communications," *UHF Task Force Report FCC/OPP UTF 78-01 (PB 278340) FCC* (Feb. 1978).
19. Gams, M. J., and Y. S. Yeh, "Modulation, Noise and Interference," *Microwave Mobile Communications*, ed. W. C. Jakes (Wiley, 1974): 206, ch. 4.
20. McGeehan, J. P., and A. J. Bateman. "Theoretical and Experimental Investigation of Feedforward Signal Regeneration as a Means of Combating Multipath Propagation Effects in Pilot-Based SSB Mobile Radio Systems," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 32 (Feb. 1983): 106–120.
21. Lee, W. C. Y., "Spectrum Efficiency: A Comparison between FM and SSB in Cellular Mobile Systems" (Presented at Office of Science and Technology, FCC, Aug. 2, 1985. Also in *Telephony*, Nov. 1985).

4 ـ تداخل الراديو المتنقل

1-4 بيئة محدودة الضجيج ومحدودة التداخل.
2-4 تداخل القناة الواحدة والقناة المجاورة.
3-4 التعديل البيني.
4-4 نسبة إشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد.
5-4 التداخل بين الرموز.
6-4 تداخل البث بآن واحد.
7-4 أنصاف أقطار النوائر المحلية.

1-4 ـ بيئة محدودة الضجيج ومحدودة التداخل

1-1-4 ـ بيئة محدودة الضجيج

إذا وجدت وحدتا اتصال ارسال/ استقبال فقط في مجال الاتصال من نقطة إلى نقطة فإن الضجيج الصنعي سوف يغلب على الأداء. لنفترض أنه تحركت إحدى الوحدتين أو كلاهما عندئذ يؤثر خفوت تعدد المسارات على الأداء أيضاً. وقد وصف معدل خطأ البتات لأنظمة التعديل في الفصل 3-6 ، الابراق بزحزحة التردد غير المتماسك، الابراق بزحزحة التردد المتماسك، الابراق بزحزحة الطور والابراق بزحزحة الطور التفاضلي. يمكن تقليل متطلبات عرض النطاق لأنظمة التعديل هذه إلى قيمة منخفضة نسبياً بالاستناد إلى القدرة المرسلة أو مجال وصلة الاتصالات لأن خسارة مسار الانتشار هي ما يهمنا فقط في بيئة محدودة الضجيج.

2-1-4 ـ بيئة محدودة التداخل:

تتشكل البيئة محدود التداخل فقط عند تواجد وحدات اتصال ارسال/ استقبال كثيرة في المجال عندما يستخدم بعض المستثمرين نفس الأقنية بينما يستخدم الآخرون أقنية مجاورة «قريبة». لنفترض أن الحالة الموصوفة في البيئة محدودة الضجيج تنطبق على هذه البيئة مع تداخل اضافي ناتج عن اتصالات القناة الواحدة والقناة المجاورة. يعالج هذا الفصل البيئة محدودة التداخل فقط الذي كان دائماً عاملاً في تصميم النظام. أما شروط حركة الاتصالات فهي ذات اهتمام رئيسي في هذه البيئة وسوف تشرح في الفصل الثامن.

2-4 تداخل القناة الواحدة والقناة المجاورة.

1-2-4 تداخل القناة الواحدة

ـ إن ترتيب القناة الواحدة هو عندما تتعين قناتا اتصال أو أكثر من نفس التردد. وغرض هذا الاجراء هو زيادة استخدام الطيف. في بيئة القناة الواحدة تكون قناتا الاتصال الواحدة أو الأكثر على الهواء، وبالرغم من وجود انحراف كبير في التعديل الطوري أو التعديل الترددي «يعني تعديل نطاق عريض» فهذا لا يساعد في تقليل التداخل في بيئة الراديو المتنقل. لنفترض أن لكل هوائي مجال تغطية اشارة في خليته بنصف قطر R، وأن المسافة بين خليتي القناة الواحدة D . عندئذ تستخدم النسبة D/R كمعلمة في التعامل مع تداخل القناة الواحدة.

$$a = \frac{D}{R} \qquad 1\text{-}2\text{-}4$$

تدعى القيمة a معامل تخفيض القناة الواحدة وتحدد لأي سوية مطلوبة من نسبة الاشارة إلى التداخل. لهذا فإن تشكيل مجموعة هوائي جيدة لمنطقة واسعة يجب أن تبنى على أساس معامل تخفيض القناة الواحدة.

تحدد القيمة a من بيئة التداخل للقناة الواحدة حيث تكون نسبة الحامل إلى تداخل القناة الواحدة أكبر من 18 ديسيبل المكافئة للقيمة 63,1 مرة كما يلي:

$$\frac{C}{N_0 + I} = \frac{C}{N_0 + \sum_{i=1}^{M} I_i} = 63.1 \qquad 2\text{-}2\text{-}4$$

حيث M هي عدد التداخلات. لنفترض أن M تساوي 6 وخسارة المسار هي 40 ديسيبل/العقد (أي الخسارة متناسبة مع R^{-4}) قد استخدمتا في بيئة الراديو المتنقل كما هو مبين في الشكل 4-1. يبين الشكل 4-1 نسبة الحامل إلى التداخل في موقع مرغـوب من الخلية «محطة القاعدة». ويبين الشكل 4-1 ب هذه النسبة عند موقع الـوحـدة المتنقلة المرغوبة. وبذلك تكون C_b ، C_m سويتي الحاملين N_b ، N_m سويتي الضجيج، وتكـون I_i ، I_i' سويتي التداخل، يرمز الحرف b لمحطة القاعدة، والحرف m للوحـدة المتنقلة. يجب أن تكـون سويتا الحاملين C_b ، C_m متساويتين لتحقق مبدأ التعـاكسية، يمكن أن تختلف سويتا الضجيج N_b ، N_m عن بعضهما بمقدار (1) إلى (2) ديسيبل «انظر الفصل 6-4-1».

بما أنه يوجد فرق بسيط بين الحالة (1) والحالة (2) فلا حاجة للتمييز بين هاتين الحالتين بخصوص نسبتي الحامل إلى التداخل. لتبسيط الحساب نفترض أن مسببي التداخل على مسافة متساوية من الخلية المرغوبة. تكون سوية التداخل عادة أعلى بكثير من سوية الضجيج المحلي بحيث يمكن إهمال الضجيج المحلي.

تصبح المعادلة 4-2-2 على الشكل التالي:

$$\frac{C}{I} = \frac{C}{\sum_{i=1}^{6} I_i} = \frac{R^{-4}}{6D^{-4}} = \frac{a^4}{6} \geq 63.1 \qquad 3\text{-}2\text{-}4$$

ومنه $a \geq 4.4$

لا يعتمد العامل a على القدرة المرسلة ما دامت هذه القدرة أعلى من قيمة صغرى. يتم تحديد القدرة المرسلة الصغرى على أساس نسبة الاشارة إلى الضجيج في بيئة محدودة الضجيج. يعتمد العامل a على عدد مسببي التداخل. فاصل المسافة المبني على أساس a=4.4 يعني أنـه عندما يكون نصف قطر الخلية R مساوياً إلى 13 كم (8 ميل) تكون المسافة D مساوية إلى 56 كم (35 ميل) وعندما تكون R مساوية إلى 6 كم (4 ميل) تكون D مساوية إلى 28 كم (17,6 ميل). ما دامت القدرة المرسلة من موقع كل من الخلايا ذات القناة الواحدة هي نفسها، فإنه يمكن استخدام أي قيمة للقدرة المرسلة بدون تغيير نسبة الحامل إلى تداخل القناة الواحدة، وهذه نتيجة مهمة جداً.

يمكن انقاص تداخل القناة الواحدة بوسائل أخرى أيضاً مثل استخدام الهوائيات الموجهة وامالة اشعاع الهوائيات، وتخفيض ارتفاع الهوائي وانتقاء المكان المناسب... الخ.

ستشرح الهوائيات الموجهة وامالة اشعاع الهوائيات في الفصل 6-3

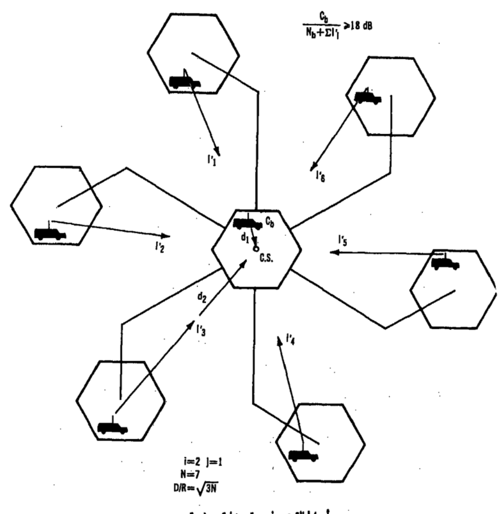
2-2-4 تداخل القناة المجاورة

يتم التحكم بتداخل القناة المجاورة بصورة أفضل قليلاً من تداخل القناة الواحدة. بالاضافة إلى الوسائل الأخرى المشروحة في الفصل 4-2-1 يمكن أن تساعد خواص المرشاح في انقاص التداخل. هناك تداخل القناة المجاورة داخل النطاق وخارج النطاق. يشبه النوع الأول تداخل القناة الواحدة ولا يمكن ترشيحه.

تداخل خارج النطاق هو تداخل القناة المجاورة المقصود هنا. لنفترض أن ميل المرشح هو 6 ديسيبل/ الضعف وعرض نطاق كل قناة هو 30 ك هـ. يكون تردد حافة القناة على بعد 15 ك هـ من التردد المركزي (التردد الحامل).

بدءاً من حافة القناة يمكن تتبع ميل الخسارة (أو العزل) 6 ديسيبل/ الضعف واستمراره على طول المدى الترددي، إذا كان التردد بعيداً 240 ك هـ عن مركز القناة المرغوبة عندئذ يمكن ايجاد الخسارة (أو العزل) بوضع f_1 مساوياً إلى 15 ك هـ، f_2 مساوياً إلى 240 ك هـ و K مساوياً إلى 6 في المعادلة 4-2-4.

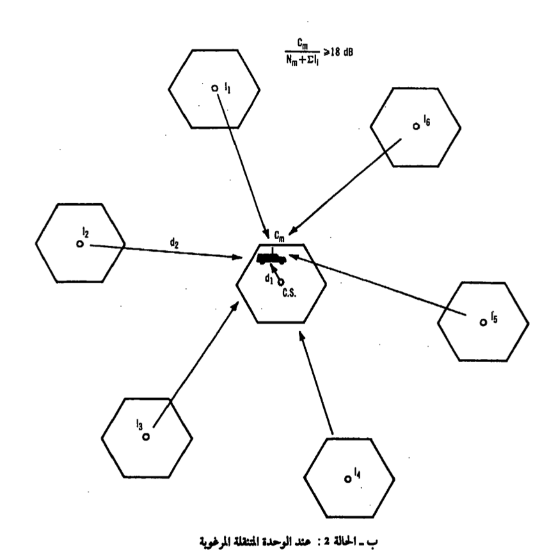
$$\text{Loss} = K \log_2\left(\frac{f_2}{f_1}\right) = \frac{K}{0.3} \log_{10}\left(\frac{f_2}{f_1}\right) \quad \text{(dB)} \qquad \text{4-2-4}$$



أ ـ الحالة 1 : في موقع خلية مرغوبة

الشكل 4-1

تداخل القناة الواحدة في بيئة راديو متنقل لستة من مسببي التداخل.



ب ـ الحالة 2 : عند الوحدة المتنقلة المرغوبة

والنتيجة هي :

$$\text{Loss} = \frac{6}{0.3} \times \log_{10}\frac{240}{15} = 24 \text{ dB}$$

وهذا يعني أن هناك خسارة مقدارها 24 ديسبل إذا استقبلت القدرة بتردد يبعد 240 ك هـ. من الطبيعي أن تضاف الخسارات الناتجة عن البعد الجغرافي وتوجيه الهوائي إلى الخسارة الناتجة عن الفصل الترددي. في الفصل 2-3-5 بينت المعادلة 2-3-20 الخسارة الاضافية للمسار. إذا كان المنبع المرغوب أبعد عن المستقبل من منبع التداخل عندئذ تكون الخسارة الاضافية للمسار α :

$$\text{Additional path loss} = 40 \log_{10}\left(\frac{d_1}{d_2}\right) \qquad 5\text{-}2\text{-}4$$

حيث d_1 ، d_2 هما بعدا مستقبل محطة القاعدة عن منبعي القناة الواحدة و $d_1 > d_2$ كما هو مبين في الشكل 4-2. لتكن المعادلة 4-2-4 مساوية إلى المعادلة 4-2-5 عندئذ ينتج :

$$\left(\frac{d_1}{d_2}\right)^4 = \left(\frac{f_1}{f_2}\right)^{K/3}$$

أو

$$f_1 = f_2\left(\frac{d_1}{d_2}\right)^{12/K} \qquad 6\text{-}2\text{-}4$$

رسمت المعادلة 4-2-6 في الشكل 4-2 لقيم مختلفة من K. متى تم تحديد التردد f_2 يمكن إيجاد عدد فواصل القناة (n) من :

$$\text{Channel separations} = \frac{|f_2 - f_1|}{B} \qquad 7\text{-}2\text{-}4$$

حيث B عرض نطاق القناة. تدل المعادلة 4-2-6 إلى امكانية انقاص التداخل الناتج عن الوضع الجغرافي باستخدام فاصل القناة الترددي. يحتاج تعريف «القناة المجاورة» هنا إلى إيضاح. يوجد عادة تعريفان أحدهما للأقنية المتجاورة بشكل طبيعي والآخر للأقنية المتجاورة بالنظام.

الأقنية المتجاورة بشكل طبيعي هي الأقنية التي تلي احداها الأخرى في الطيف

الترددي. تؤثر الأقنية المتجاورة هذه على اعتبارات تصميم النظام بصورة كبيرة جداً ونحاول أن نفصلها عما يدعى بالأقنية المتجاورة بالنظام. الأقنية المتجاورة بالنظام هي تلك الأقنية التي تردداتها هي الأقرب إلى بعضها البعض بين مجموعة من الأقنية المنفصلة.

لنفترض أنـه توجـد 10 أقنية لكل منها عرض نطاق 30 ك هـ والفاصل بين القناتين القريبتين (القناتين المتجاورتين) هو 500ك هـ، إذن يكون عرض نطاق القناة الكـلي هو 5 م هـ. الأقنية المتجـاورة بالنـظام هي الأقنية التي تحتاج فاصلاً ترددياً لتجنب تداخل القناة المجاورة وبكلمات أخرى يمكن إنقاص تداخل القناة المجاورة بأخذ الخسارات بعين الاعتبار من الشروط التالية المبينة في المعادلة 4-2-7 :

D = البعد الجغرافي، D/R

$|f_1 - f_2|$ الفاصل الترددي، $\Delta f = |f_1 - f_2|$

وهناك طرق أخرى لتقليل التداخل باستخدام هوائيات موجهة توجه حزمها الاشعـاعية في اتجـاهـات أفقية مختلفـة (الفصل 6-3) وزوايا شاقولية مختلفة، يعتبر انقاص تداخل القناة المجاورة بنظام التعديل الانتقائي غير فعال ما لم يستخدم نظام الطيف المنشور. ستظهر ايجابيات وسلبيات استخدام الطيف المنشور في الفقرة 4-5 والفصل التاسع.

4-3 التعديل البيني

يحدث التعديل البيني بسبب عملية غير خطية حيث أن اشارة المدخل هي مجمـوع عدد N من الـترددات. بامرارها خلال مضخم قدره أو محدد صلب تنتج مكونات تعديل بيني.

4-3-1 من خلال مضخم قدرة :

هناك حالتان للدراسة

الحالة (1) ، التأثير على اشارة تعديل زاوي :

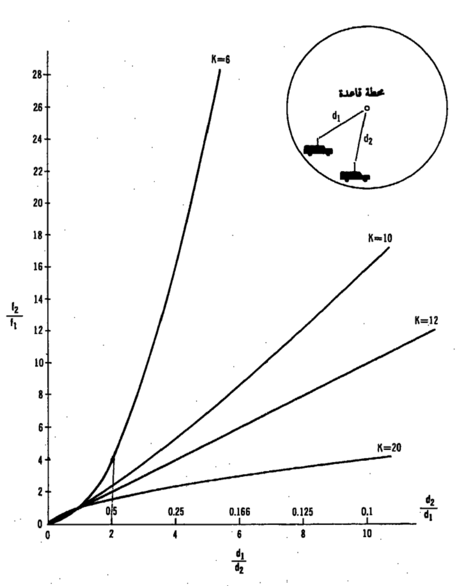
لنفترض أن اشارة معدلة زاوياً هي :

$$e_t = A_c \cos[2\pi f_c t + \phi_s(t)] \qquad \text{4-3-1}$$

حيث A_c ، f_c هما الاتسـاع والـتردد على التتالي $\phi_s(t)$ هي الاشارة المرسلة. ولنفترض أيضاً أن لمضخم القدرة عملية غير خطية على الشكل:

$$e_0 = a_1 e_i + a_2 e_i^2 + a_3 e_i^3 \qquad 2\text{-}3\text{-}4$$

حيث a_1 ، a_2 ، a_3 ، ثوابت. بتعويض المعادلة 4-3-1 في المعادلة 4-3-2 نحصل على:



الشكل 4-2 العلاقة بين نسب الترددات والمسافات.

$$e_0 = \frac{1}{2}a_2 A_c^2 + \left(a_1 A_c + \frac{3}{4}a_3 A_c^3\right)\cos\left(2\pi f_c t + \phi_s(t)\right) \qquad 3\text{-}3\text{-}4$$

+ حدود بمدروجات أعلى.

يمكن استخدام مرشاح لاستخراج الإشارة المعدلة زاوياً المتمركزة عند f_c ، ويكون اتساع مخرج المرشاح e'_0 هو:

$$|e'_0| = a_1 A_c + \frac{3}{4}a_3 A_c^3 \qquad 4\text{-}3\text{-}4$$

لم تفعل الخاصية غير الخطية أي شيء أكثر من تعديل الربح a_1A_c بالحد الاضافي الموجود في المعادلة 4-3-4 تبقى معلومات الاشارة المستبقاة في طور التعديل الزاوي بدون تغيير.

وهذا فارق هام بين استخدام تعديل الاتساع والتعديل الزاوي وسبب رئيسي لاستخدام التعديل الزاوي في أنظمة الراديو المتنقل حيث لا يمكن تجنب استخدام مضخمات القدرة غير الخطية.

الحالة (2) : التأثير على عدد N من اشارات المدخل.

لنفترض أن اشارة المدخل هي مجموع ثلاث اشارات جيبية افرادية (N=3) من الشكل:

$$e_i = A\cos\alpha t + \beta\cos\beta t + C\cos\gamma t \qquad 5\text{-}3\text{-}4$$

حيث α, β, γ هي الترددات الزاوية.

بتعوض المعادلة 5-3-4 في المعادلة.2-3-4 نحصل على:

e_0 يساوي تيار مستمر (3 حدود) + مدروج أول (3 حدود مرغوبة بالاضافة إلى 9 حدود غير مرغوبة) + مدروج ثاني (9 حدود تعديل بيني) + مدروج ثالث (19 حد تعديل بيني) 6-3-4

وقد أدرج كل مدروج في الجدول 1-4

الترددات والاتساعات النسبية الموجودة في الخرج $e_0 = a_1 e_i^1 + a_2 e_i^2 + a_3 e_i^3$

من الاشارة المطبقة $e_i = A\cos\alpha t + B\cos\beta t + C\cos\gamma t$

	Term 1	Term 2	Term 3
تيار مستمر		$1/2\, a_2(A^2 + B^2 + C^2)$	
First order مرتبة اولى	$a_1 A\cos\alpha t + a_1 B\cos\beta t + a_1 C\cos\gamma t$		$3/4\, a_3 A(A^2 + 2B^2 + 2C^2)\cos\alpha t + 3/4\, a_3 B(B^2 + 2C^2 + 2A^2)\cos\beta t + 3/4\, a_3 C(C^2 + 2A^2 + 2B^2)\cos\gamma t$
Second order مرتبة ثانية		$1/2\, a_2(A^2\cos 2\alpha t + B^2\cos 2\beta t + C^2\cos 2\gamma t) + a_2 AB[\cos(\alpha+\beta)t + \cos(\alpha-\beta)t] + a_2 BC[\cos(\beta+\gamma)t + \cos(\beta-\gamma)t] + a_2 AC[\cos(\alpha+\gamma)t + \cos(\alpha-\gamma)t]$	
Third order مرتبة ثالثة			$1/4\, a_3(A^3\cos 3\alpha t + B^3\cos 3\beta t + C^3\cos 3\gamma t) + 3/4\, a_3 \left\{ \begin{array}{l} A^2B[\cos(2\alpha+\beta)t + \cos(2\alpha-\beta)t] \\ A^2C[\cos(2\alpha+\gamma)t + \cos(2\alpha-\gamma)t] \\ B^2A[\cos(2\beta+\alpha)t + \cos(2\beta-\alpha)t] \\ B^2C[\cos(2\beta+\gamma)t + \cos(2\beta-\gamma)t] \\ C^2A[\cos(2\gamma+\alpha)t + \cos(2\gamma-\alpha)t] \\ C^2B[\cos(2\gamma+\beta)t + \cos(2\gamma-\beta)t] \end{array} \right\} + 3/2\, a_3 ABC[\cos(\alpha+\beta+\gamma)t + \cos(\alpha+\beta-\gamma)t + \cos(\alpha-\beta+\gamma)t + \cos(\alpha-\beta-\gamma)t]$

الجدول 1-4

إذا كانت جميع الاتساعات A, B, C متساوية فإن القدرة الموجودة في نواتج $\alpha \pm \beta$ أعلى بمقدار 6 ديسيبل من نواتج $2\alpha, 2\beta, 2\gamma$, أو كما هو مبين في الجدول 4-1

$$P_{\alpha\pm\beta} = P_{2\alpha} + 6 \quad (\text{dBm}) \qquad 7\text{-}3\text{-}4$$

وبنفس المنوال:

$$P_{2\alpha\pm\beta} = P_{3\alpha} + 9.6 \quad (\text{dBm}) \qquad 8\text{-}3\text{-}4$$

$$P_{\alpha\pm\beta\pm\gamma} = P_{3\alpha} + 15.6 \quad (\text{dBm}) \qquad 9\text{-}3\text{-}4$$

جميع حدود التعديل البيني الثمانيه والعشرين سوف تلوث الوسط عندما ترسل من مضخم القدرة. إذا لم يكن ضغط هذا التلوث بالشكل المناسب فإن سوية الضجيج الصنعي في الوسط سوف يزداد.

بالإضافة إلى اعتبارات تقليل التعديل البيني فإن الترددات الثلاثة (α, β, γ) يجب أن تتعين بحيث تتحقق العلاقات الثلاثة التالية ويتم تجنب الضجيج الهامشي:

$$\left.\begin{array}{r}\gamma \neq \alpha \pm \beta \\ \gamma \neq 2\alpha \pm \beta \\ 2\gamma \neq \alpha \pm \beta\end{array}\right\} \qquad 10\text{-}3\text{-}4$$

ينشأ الضجيج الهامشي من نواتج التعديل البيني التي تقع ضمن الترددات المرغوبة.

4-3-2 من خلال محدد صلب (صارم)

لنفترض أن إشارة مدخل e_i مؤلفة من خمس اشارات معدلة زاويا

$$e_i = A\cos(\alpha t) + B\cos(\beta t) + C\cos(\sigma t) + D\cos(\sigma t) + E\cos(\eta t) \qquad 11\text{-}3\text{-}4$$

ولندع e_i تمر خلال محدد صلب (صارم)

$$e_0 = sgn\, e_i = \begin{cases} +1 & e_i > 0 \\ -1 & e_i < 0 \end{cases} \qquad 12\text{-}3\text{-}4$$

أُستُخدم الرمز (Sgn) لتمثيل المعادلة 4-3-12 في حالة شرط التحديد وقد أدرج عدد نواتج التعديل البيني من المدروجات المختلفة في الجدول 4-2

يمكن الحصول على القدرة التقريبية P_m للتعديل البيني للمدروجات m≥3 كما أدرجت في الجدول 4-2 بالشكل.

$$P_m \approx \frac{P}{m^2} \qquad 13\text{-}3\text{-}4$$

حيث P قدرة الاشارة المرغوبة.

الجدول 4-2

جدول 4 - 2

عدد نواتج التعديل البيني IM من مراتب مختلفة لعدد N اشارة دخل جيبية (من المرجع رقم 3)

IM Form	Order m	Number of Frequencies L in this IM	Total Number of IM Products of This Form
$2\alpha - \beta$	3	2	$N(N-1)$
* $\alpha + \beta - \gamma$	3	3	$T_3 \triangleq N(N-1)(N-2)/2$
$3\alpha - \beta - \gamma$	5	3	$N(N-1)(N-2)/2$
$\alpha + 2\beta - 2\gamma$	5	3	$N(N-1)(N-2)$
* $\alpha + \beta + \gamma - \sigma - \eta$	5	5	$T_5 \triangleq N(N-1)(N-2)(N-3)(N-4)/12$

† The notation α, β, γ, σ, or η represents any of the input frequencies but $\alpha \neq \beta \neq \gamma \neq \sigma \neq \eta$

* Indicates the dominant form of the third- and fifth-order cross products.

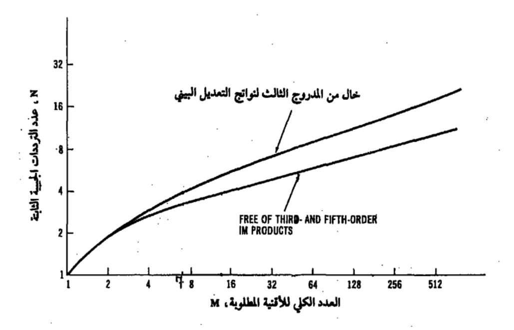
خال من نواتج التعديل البيني.

لنفترض أن عدد N من ترددات الأقنية الفرعية الجيبية يجب أن تحزم في قناة مجمعة بعرض نطاق MB ، حيث B عرض نطاق القناة الفرعية. M العدد الكلي من الأقنية المطلوبة لتفادي التعديل البيني بين عدد N من الأقنية الفرعية.

يمكننا حساب عرض النطاق الأصغري MB المطلوب لتفادي نواتج التعديل

البيني من المدروج الثالث أو المدروجين الثالث والخامس للعدد المعطي N كما هو مبين في الشكل 4-3.

إذا كانت $N=8$ عندئذ $M=48$ أو نحتاج إلى قناة كاملة بعرض نطاق 48 B لتكون خالية من التعديل البيني بالمدروج الثالث فقط بين 8 أقنية ثانوية. اذا كانت $N=8$ فإن $M=150$ أي نحتاج إلى قناة بعرض 150 B لتكون خالية من نواتج التعديل البيني بكلا المدروجين الثالث والخامس بين تلك الأقنية الفرعية الثمانية. لكي تكون الأقنية خالية من نواتج التعديل البيني يجب استخدام نطاق واسع من الترددات الراديوية لبضع أقنية فقط.



الشكل 4-3

العدد المطلوب من أقنية الترددات مقابل عدد الترددات لمرسل مستجيب غير خطي

خصائص تعيين التردد.

في الجـــدول 4-3 تم تعيين عدة ترددات أقنية خاصـة تحقق مجمـوعتـين من المتطلبات. إما لا توجد نواتج منتشرة من التعديل البيني أو حددت النواتج المنتشرة للتعديل البيني إلى B3.

مثال ذلك تحتاج الترددات الحاملة الأربعة المختلفة المستخدمة في حالة نواتج منتشرة من التعديل البيني إلى عرض نطاق B7. واستخدمت نفس الترددات الحاملة الأربعة في حالة عدم وجود نواتج منتشرة من التعديل البيني فاحتاجت إلى عرض نطاق كلي مقداره B15 .

ولهذا يجب الموازنة: بين انتشار نواتج التعديل البيني أو أن يضحى بطيف ترددي واسع.

الجدول 4-3

خطط ترددات لتفادي المدروجة الثالثة للتعديل البيني

Signal Channels	N	Total Channels M	Frequencies F_i
IM product spreading	3	4	1, 2, 4
	4	7	1, 2, 5, 7
	5	12	1, 2, 5, 10, 12
	6	18	1, 2, 5, 11, 13, 18
	7	26	1, 2, 5, 11, 19, 24, 26
	8	35	1, 2, 5, 10, 16, 23, 33, 35
	9	46	1, 2, 5, 14, 25, 31, 39, 41, 46
	10	62	1, 2, 8, 12, 27, 46, 48, 57, 60, 62
No IM product spreading	3	7	1, 3, 7
	4	15	1, 3, 7, 15

4-4 نسبة إشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد.

يساعد فاصل البعد الجغرافي دائماً في تقليل تداخل الاشارة ومع هذا لا توجد أية حالة حيث تأذى اتصال الراديو المتنقل بفاصل البعد الجغرافي.

لنفترض أن كل وحدة متنقلة تتحرك ضمن تغطية محطة القاعدة. تكون بعض

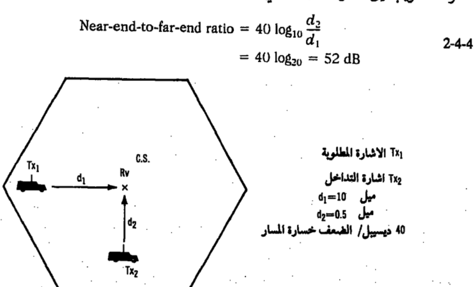
الـوحـدات المتنقلة دائـماً أقرب إلى محطة القاعدة من الأخرى. لنتصور أن وحدتين متنقلتين ترسلان معاً بآن واحد اشارات إلى محطة القاعدة. تكون الاشارة المستقبلة من الوحدة المتنقلة الأقرب إلى محطة القاعدة أقوى من الاشارة المستقبلة من الوحدة المتنقلة الأبعد. الاشارة المستقبلة الأقوى سوف تحجب الاشارة الأضعف.

تعتمد درجة الحجب على فرق المسافتين إلى محطة القاعدة يدعى فرق القدرة النـاتج عن خسارة المسارين بين مكان الاستقبال وكل من المرسلين بنسبة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد

$$\text{نسبة اشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد} = \frac{\text{خسارة المسار للمسافة } d_2 \text{ (طرف قريب)}}{\text{خسارة المسار للمسافة } d_1 \text{ (طرف بعيد)}} \qquad 1\text{-}4\text{-}4$$

رسمت جميع التـوضيحـات في الشكـل 4-4. لتكن قدرة الارسـال في كلا الوحدتين المتنقلتين واحدة. ولتكن Tx_1 الاشارة المرغوبة على بعد d_1=16 كم (10 ميل) من محطة القاعدة ولتكن Tx_2 اشارة التداخل على بعد d_2=0,8 كم (0,5 ميل) باستخدام قاعدة خسارة المسار بمقدار 40 ديسيبل/ العقد، تكون عندئذ نسبة قدرة الطرف القريب إلى الطرف البعيد هي :

$$\begin{aligned}\text{Near-end-to-far-end ratio} &= 40 \log_{10} \frac{d_2}{d_1} \\ &= 40 \log_{20} = 52 \text{ dB}\end{aligned} \qquad 2\text{-}4\text{-}4$$



الشكل 4-4 توضيح حالة نسبة اشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد

تبين المعادلة 4-4-2 أن الاشارة المستقبلة في محطة القاعدة من الوحدة المتنقلة البعيدة أضعف بمقدار 52 ديسيبل من اشارة الوحدة المتنقلة القريبة .

لكي نقلل هذه النسبة من تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد للوحدة المتنقلة Tx_1 يجب ارسال ترددين مختلفين بينهما فاصل كاف يعتمد على خصائص شكل استجابة المرشاح .

اذا كانت خاصية المرشاح المستخدم هي 12 ديسيبل / الضعف عندئذ يمكن ايجاد الفاصل الترددي بين الاشارتين للوصول إلى عزل معين بقلب المعادلة 4-2-4 على الشكل :

$$\frac{f_2}{f_1} = 10^{\eta} \qquad \text{3-4-4}$$

حيث :

$$\eta = \frac{\text{Loss} \times 0.3}{K} \qquad \text{4-4-4}$$

شرحت جميع المعلمات في المعادلة 4-2-4. يمكن ايجاد الفاصل الترددي على أساس قيمة عزل مقدارها 52 ديسيبل بتطبيق المعادلة 4-4-3. لنفترض أن الخسارة تعادل 52 ديسيبل والعامل K يساوي 12 عندئذ :

$$\frac{f_2}{f_1} = 10^{1.3} = 20 \quad \text{و} \quad \eta = \frac{52 \times 0.3}{12} = 1.3 \qquad \text{5-4-4}$$

إذا كان عرض نطاق الاشارة المرغوبة هو 30 ك هـ تكون $f_1=15$ ك هـ و $f_2=300$ ك هـ. تدل النسبة $f_2/f_1 = 20$ أيضاً أنه يجب تأمين فاصل بمقدار 20 قناة بغض النظر عن عرض النطاق لكل قناة .

يمكن أن توجد نسبة اشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد في نظامين : من الوحدة المتنقلة إلى القاعدة ومن وحدة متنقلة إلى وحدة متنقلة . تستخدم الأولى دائماً محطة القاعدة كمرسل للاتصال مع وحدة متنقلة أخرى أو مع هواتف سلكية «شرحت هذه الطريقة في الأجزاء الأولى من هذا الفصل» .لا تتضمن الثانية أية محطة قاعدة .

يستخدم هذا النظام عادة من قبل العسكريين. تعد متطلبات الفاصل الترددي لانقاص نسبة إشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد هي نفسها .

5-4 التداخل بين الرموز.

ينتج التـداخل بين الرموز عن انتشار التأخير الكبير نسبياً في وسط متعدد المسـارات أو عن معدل ارسال بتات عالي نسبياً. لنفترض أن (1) بتة في الثانية تتطلب (1) هرتـز في نظام ابراق ثنائي بزحزحة الطور، عندئذ يمكن تحديد معدل ارسال البتات R_t من:

$$R_t < \frac{1}{\Delta} \qquad 1\text{-}5\text{-}4$$

من الفصل 1-5-6 إذا كان نشر التأخير Δ في مناطق المدن 3 ميكروثانية فإن R_t في مناطق المدن لا يمكن أن تتعدى:

$$R_t < \frac{1}{3 \times 10^{-6}} = 3.33 \times 10^5 \text{ bps}$$

يمكن أن تتطلب معايير عرض نطاق التماسك المبين في المعادلة 3-3-1 معلمات أشد. إذا قرنت بتتان متجاورتان في شقي زمن ضمن فاصل زمني قدره $2\pi\Delta$ وكانتا متـداخلتـين مبدئياً مع بعضهما، وإذا قرنت بتتان في شقي زمن يفصلهما أكثر من $2\pi\Delta$ ولم تكونا متداخلتين مع البتات المجاورة فإن معدل إرسال البتات في وسط خفوت رايلي هو:

$$R_t < \frac{1}{2\pi\Delta} \qquad 2\text{-}5\text{-}4$$

بنيت المعادلة 3-3-1 على أساس معامل ارتباط بين البتات المتتالية ضمن 0,5 كمعيار لعرض نطاق التماسك.

يعتمد معدل الإرسال R_t في المعادلة 4-5-2 أيضاً على معيار معدل الارسال R_t في مناطق المدن وهو:

$$R_t < \frac{1}{2\pi \times 3 \times 10^{-6}} = 5.3 \times 10^4 \text{ bps} \qquad 3\text{-}5\text{-}4$$

يمكن أيضـاً تحديد الحـد الاعلى لمعدل الارسال في مناطق المدن بدقة أكبر بوضع معدل خطأ البتات المعين والذي يتأثر بنشر التأخير كما شرح في الفصل 3-6 والشكل 3-21. عندما يحدد معدل خطأ البتات الأصغر بالقيمة 10^{-4} فإن قيمة d تقرأ من المنحني ويكون:

$$d = \frac{R_t}{B_c} = 0.06$$

لنفترض أن منطقة المدن هي المدروسة، عندئذ:

$$R_t = 0.06B_c = \frac{0.06}{2\pi\Delta} = 3183 \text{ bps}$$

يمكن زيادة قيمة R_t هذه بإضافة التنوع كما هو مبين في الشكل 3-21 والشكل 3-22

بالاختصار تتحدد R_t بالحد الأعلى بنشر التأخير في الوسط وبالحد الأدنى بالتعديل الترددي العشوائي. عندما تتعدى R_t الحد الأعلى يحدث التداخل بين الرموز.

4-6 تداخل البث بآن واحد.

يدعى ارسال المعلومات السمعية على مرسلين أو أكثر يعملان على نفس التردد الراديوي بالبث بآن واحد.

يبين الشكل 4-5 حالتين. في الحالة الأولى مرسلان يحملان نفس الاشارة إلى الوحدة المتنقلة وفي الحالة الثانية ثلاثة مرسلات تحمل نفس الاشارة. إن ميزة استخدام البث بآن واحد في منطقة واسعة التغطية هي تبسيط توزيع الاتصالات أو تبسيط اتصالات المنطقة الواسعة والوحدة المتنقلة إلى الوحدة المتنقلة. يمكن للبث بآن واحد أن يحسن في بعض الأحيان تغطية نظام الراديو المتنقل.

يعد البث بآن واحد منشأ، عن قصد، لمسارات متعددة في الوسط. على المستقبل أن يكشف مجموع الاشارتين المرسلتين من المرسلين على الشكل:

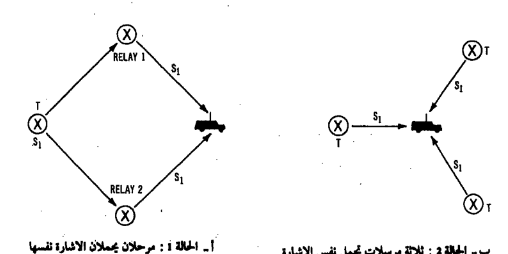
$$s_r = A \sin(\omega_a t + \phi_a) + B \sin(\omega_b t + \phi_b) \quad 1\text{-}6\text{-}4$$

حيث A، B هما اتساعا التردد الراديوي، ω_a، ω_b ترددا الحاملين، ϕ_a، ϕ_b هما التعديل الزاوي (تعديل ترددي أو تعديل طوري) ويمكن نشر ϕ_b، ϕ_a على الشكل:

$$\phi_a = \phi_{ma} \sin(\omega_{ma} t + \theta_a) + \phi_{ca} \quad 2\text{-}6\text{-}4$$

$$\phi_b = \phi_{mb} \sin(\omega_{mb} + \theta_b) + \phi_{cb} \quad 3\text{-}6\text{-}4$$

حيث ϕ_{mb} ، ϕ_{ma} هما قمتا الزحزحة، ω_{ma} ، ω_{mb} ترددا التعديل السمعيان، θ_a θ_b،هما تأخيرا الطور السمعي، ϕ_{ca} ، ϕ_{cb}تأخيرا طور التردد الحامل الراديوي من المرسل A والمرسل B على التتالي.في الحالة المثالية يجب أن تكون المعادلتان 4-6-2 ، 4-6-3 متماثلتين وذلك لكي يحذف تداخل البث بآن واحد شريطة أن تكون $\omega_a = \omega_b$



أ ـ الحالة 1 : مرحلان يحملان الاشارة نفسها

ب ـ الحالة 2 : ثلاثة مرسلات تحمل نفس الاشارة

الشكل 4-5 بيئة البث بآن واحد

في بيئة الراديو المتنقل الحقيقية يمكن أن تحدث الحالات التالية :

1 ـ $\omega_a \neq \omega_b$ تسبب هذه الحالة خفقاناً ترددياً مع مدروجاته نتيجة لكشف التعديل الترددي في المستقبل.

2ـ $\omega_{ma} \neq \omega_{mb}$: يمكن أن تسبب أسلاك التوصيل السمعية إلى كل مرسل انحرافاً في التردد. وينتج عن ذلك تشويه سمعي.

3ـ $\phi_{ca} \neq \phi_{cb}$: يسبب فرق الطور هذا بين ترددي الحاملين حدوث أمواج راديوية مستقرة. وبذلك تتغير سوية إتساع التردد الراديوي. تحدث هذه الحالة دائماً في بيئة الراديو المتنقل.

4- $\theta_a \neq \theta_b$: ينتج عن فرق الطور بين اشارتي التعديل السمعيتين مدروجات وخسارة في الاشارة المكشوفة.

5- $\phi_{ma} \neq \phi_{mb}$: ينتج عن اختلاف الاتساع بين اشارتي التعديل السمعيتين نفس أنواع الاضطراب الذي يسببه فرق الطور السمعي.

يعتبر البث بآن واحد تحدياً من الناحية التقنية. والمتطلبات الرئيسية له هي التزامن الجيد والتقليل الكبير في فروق الطور والسوية السمعية بين المرسلات.

في نظام الراديو الهاتفي المتنقل لا ترسل الرسائل الصوتية ورسائل المعطيات على نفس التردد ولكنها تعين لمرسلات مختلفة. ولهذا لا يوجد تداخل البث بآن واحد. ومع هذا يمكن أن يحدث تداخل البث بآن واحد في نظام الاستدعاء عند استخدام معيد واحد أو أكثر في ذلك النظام.

4-7 أنصاف أقطار النواثر المحلية.

تكون هيئة التضاريس عادة هي العنصر الغالب في خسارة مسار الانتشار في تلك المنطقة وتسبب النواثر المحلية المحيطة بالوحدة المتنقلة خفوتاً قصير الأجل.

الخفوت القصير الأجل هو أحد أنواع التداخل. تسمى النواثر المحلية بهذا الاسم إذا تحقق مطلبان:

(1) حجم النواثر أكبر من طول الموجة العاملة. (2) ارتفاعات النواثر أعلى من ارتفاع هوائي الوحدة المتنقلة.

من الطبيعي أن تكون المنازل والبنايات المحيطة بالوحدة المتنقلة محققة للمطلبين وهي نواثر محلية.

يطرح هنا هذا السؤال. ما هو كبر (اتساع) المنطقة التي تقع فيها النواثر المحلية المحيطة بالوحدة المتنقلة؟

لا يمكن في الحقيقة قياس نصف قطر مجموعة من النواثر المحلية الفعالة. ولكن يمكننا الحصول عليه بصورة غير مباشرة بمقارنة المعطيات المقاسة مع نموذج نظري وصف في المرجع 8

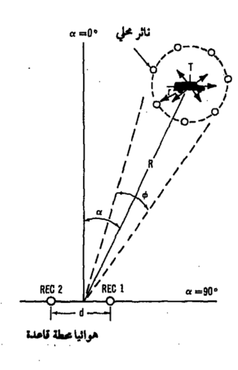
أولاً - بني الاشتقاق النظري على أساس النموذج المبين في الشكل 4-6.

ولنفترض أنه لا يوجد مسار مباشر بين المرسل المتنقل ومستقبل محطة القاعدة. ولتكن المسافة بين محطة القاعدة والوحدة المتنقلة R ونصف قطر النواثر المحيطة بالمرسل المتنقل r.

يحدد نصف قطر النواثر r جميع النواثر الفعالة ضمن نصف القطر r. سوف لا

تعتبر الأشياء خارج نصف القطر r كنواثر لأن لقدرتها التناثرية أثر مهمل على الاشارة المستقبلة في محطة القاعدة.

يمكن التعبير عن القطاع الزاوي ϕ لوصول الاشارة على الشكل: $\phi = \frac{2r}{R}$

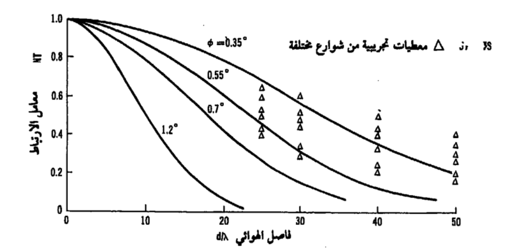


الشكل 4-6 نموذج لتحديد نصف قطر النواثر المحلية

يبين الشكل 4-7 معاملات الارتباط النظرية بين اشارتين استقبلتا بهوائيي محطة قاعدة بقيم مختلفة من القطاع الزاوي φ وقد رسمت بالنسبة للفاصل d بين هوائيي محطة القاعدة وذلك في حالة α تساوي للصفر.

كما رسمت أيضاً بيانات الارتباط التجريبية التي أخذت على بعد 5 كم (3 ميل) من محطة القاعدة في منطقة ضواحي على الشكل 4-7. وقد تطابقت البيانات التجريبية والمنحنى النظري بمقاربة جيدة عند قطاع زاوي قدره(0,4°).عندئذ يمكن تقدير نصف قطر النواثر المحلية بالتقريب على الشكل:

$$r = \frac{R\phi}{2} = \frac{(3 \text{ miles})\left(\frac{0.4°}{57.3^{rad}}\right)}{2} \doteq 55 \text{ ft} \qquad \text{(في منطقة ضواحي)}$$



الشكل 7-4 الارتباط المتبادل لغلافي اشارة من هوائيي محطة قاعدة: التزابطان النظري والتجريبي مقابل فاصل الهوائي لحالة انتشار واسع

يمكن تحويل هذا إلى أطوال موجات (55λ) عند 850 م هـ. بما أن البيانات التجريبية قد أخذت في منطقة ضواحي حيث المنازل والأبنية والمنشآت الصنعية الأخرى كانت ضمن المسافة 16,5 م (55 قدماً) من المرسل المتنقل فإن نصف قطر النواثر 55 قدماً يدل على أن الأشياء الطبيعية الأقرب إلى المرسل المتنقل هي الفعالة. ويدل أيضاً على أن الانعكاسات الثانوية الناتجة عن المنازل والأبنية الأكثر بعداً من 55 قدماً لا تتداخل مع الاشارة المستقبلة عند محطة القاعدة. وبالرغم من أن نصف قطر النواثر يعتمد بشكل رئيسي على البيئة الصنعية إلا أنه يتأثر أيضاً بطول الموجة. عندما يكون التردد العامل أقل تكون خسارة الانتشار أقل.

يجب أن يكون نصف قطر النواثر أكبر قليلاً. ولهذا فإن نصف قطر النواثر في بيئة الراديو المتنقل حوالي 15-30 م (50-100 قدم) لترددات حوالي 850 م هـ.

بما أن فاصـل الهـوائي d عند محطة القاعدة يقاس بأطوال الموجات لذلك تحول r من طولها الطبيعي إلى أطوال موجات.

منطقة الضواحي: $r = 50\lambda$ to 100λ

لجميع الترددات من 30 م هـ إلى 10 جـ هـ.

يختلف نصف قطر النواثر r في طوله الحقيقي مع اختلاف أطوال الموجات.

وهذا هو سبب اعتماد فاصل الهوائي المطلوب على طول الموجة لتأمين معامل ارتباط محدد بين اشارتي محطة قاعدة وليس على البعد الحقيقي.

المراجع

REFERENCES

1. Lee, W. C. Y., *Mobile Communication Engineering* (McGraw-Hill, 1982): 369.
2. Prabhu, V. K., and H. E. Rowe, "Spectral Density Bounds of a PM Wave," *Bell Sys. Tech. J.* 48 (March 1969): 789–811.
3. Spilker, J. J., Jr., *Digital Communicating by Satellite* (Prentice Hall, 1977): 243.
4. Spilker, J. J., Jr., *Digital Communicating,* 252.
5. Lee, W. C. Y., "Elements of Mobile Cellular System," will be published by *IEEE Transactions on Vehicular Tech.,* May 1986.
6. Ade, John E., "Some Aspects of the Theory of Simulcast" (Paper presented at the IEEE 32nd Vehicular Technology Conference, San Diego, CA, May 1982): 133–139.
7. Lee, W. C. Y., "Effects on Correlation between Two Mobile Radio Base-Station Antennas," *IEEE Trans. Commun.* 21 (Nov. 1973): 1214–1224.
8. Lee, W. C. Y., "Antenna Spacing Requirement for a Mobile Radio Base-Station Diversity," *Bell Sys. Tech. J.* 50: 6 (July–Aug. 1971): 1859–1876.

5 ـ خطط التردد ومخططاتها المرافقة

1-5 مخططات الأقنية المخصصة واعادة استخدام الترددات.

2-5 تعدد الارسال بالتقسيم الترددي (FDM) .

3-5 تعدد الارسال بالتقسيم الزمني (TDM) .

4-5 الطيف المنشور والقفز الترددي.

5-5 المفهوم الخلوي.

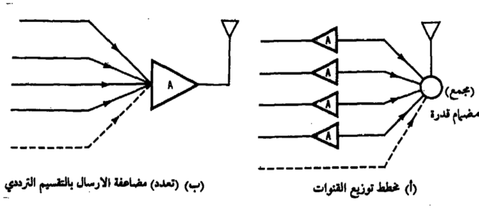
كما شرح في الفصل الرابع فهناك حاجة إلى خطط ترددية مناسبة لتقليل تداخل الاقنية المتجاورة والتعديل البيني. يغطي هذا الفصل خطط تردد كثيرة للاستخدام الاعظمي للطيف.

1-5 مخططات الأقنية المخصصة واعادة استخدام الترددات.

1-1-5 ـ مخططات الاقنية المخصصة

في محطة القاعدة يوجد عدد N من الأقنية تترافق إما مع N مضخم قدرة أفرادي أو تشترك معاً بمضخم قدرة واحد كما هو مبين في الشكل (1-5) يدعى النوع الأول بمخطط الأقنية المخصصة ويدعى الثاني بمخطط تعدد الارسال.

يغطي هذا الفصل مخطط الأقنية المخصصة بينما سيشرح نظام تعدد الارسال في الفصل التالي.



الشكل 5-1

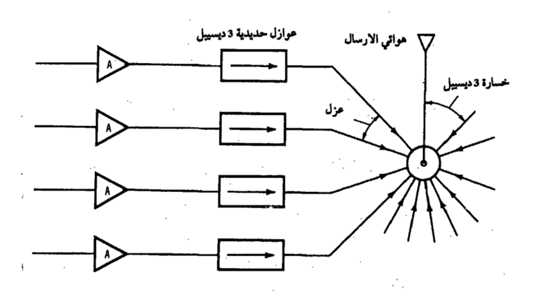
مقارنة بين مخطط الأقنية المخصصة ومخطط تعدد الارسال بالتقسيم الترددي

في نظام الأقنية المخصصة لكل قناة مضخم قدرة خاص بها ولا تنتج نواتج التعديل البيني بالعملية غير الخطية لأنه يوجد مدخل واحد فقط. إلا أن مضمام القدرة يضم جميع الأقنية الافرادية ويرسلها إلى هوائي الارسال.

لا يمكن أن يكون مضمام القدرة جهاز مواءمة الممانعة الكامل. يمكن للقدرة أن تتسرب عند المضمام من مدخل لآخر، وأن تحصل تغذية راجعة لمضخم القدرة وتسبب التعديل البيني.

يحوي مضمام القدرة النمطي عند 1 ج.هـ 16 تجويفاً طناناً يعمل كل منها كمرشاح نطاق ضيق وتغذي حملاً مشتركاً هو هوائي الارسال.

يمكن أن يكـون لهذا المضمام خسارة عظمى قدرها 3 ديسيبل للقناة وعزل أصغري من قناة إلى قناة قدره 18 ديسيبل. لتحقيق خسارة 3 ديسيبل للقناة يجب أن تكون المباعدة بين الأقنية 630 ك.هـ أو 21 قناة (21 × 30 ك.هـ). يمكن أن يكون حد قطع المرشاح متسع الجوانب لتقليل الخسارات. ولهذا يتم التحكم بالتعديل البيني بواسـطة عوازل حديدية تؤمن خسـارة بالطريق العكسي قدرها 30 ديسيبل. يبين الشكـل 5-2 شكل هذا المضمام الخاص. عند تحريض قدرة ثلاث أقنية بآن واحد (المباعدة بين الأقنية هي 21B حيث B عرض النطاق الترددي لكل قناة) فإن نواتج التعـديل البيني المقيسة تقـل بمقدار (55) ديسيبل على الأقل عن الاشارات المرغوبة. عند الترددات الأقل من 150 م.هـ يصبح الحجم الطبيعي لدليل الموجه غير عملي، وعندئذ يمكن أن يصمم المضمام باستخدام الكوابل المحورية أو من دارات بوشيعة ومكثف (LC) ويبقى الاعتبار الرئيسي هو نفسه.



الشكل 5-2 ـ مضمام قدرة خاص

2-1-5 اعادة استخدام الترددات

بما أن أنظمة الأقنية يمكنها التحكم بسوية نواتج التعديل البيني فإن القناة نفسها يمكن اعادة استخدامها على مسافة معينة تضبط بعامل تخفيض القناة الواحدة ($a = D/R$) الموضح في الفصل 4-2-1

تزداد قيمة a كلما ازداد عدد مواقع القناة الواحدة. ستدرس حالتان لنفس عدد مواقع القناة الواحدة. الحالة المتوسطة والحالة الأسوأ.

لتكن a_1 معامل تخفيض القناة الواحدة لحالة متوسطة (انظر الشكل 5-3أ).

$$a_1 = \frac{D}{R} \tag{1-1-5}$$

عندئذ تعرّف المعلمة الجديدة a'_1 على الشكل التالي:

$$a_1' = \frac{D-R}{R} \tag{2-1-5}$$

$$= a_1 - 1$$

أ ـ حالة متوسطة

ب ـ اسوأ حالة

الشكل 5-3 تقدير تداخل القناة الواحدة.

للحالة المتوسطة (شكل 5-3 أ) يبين الفصل 4-2-1 أن قيمة a يجب أن تكون أكبر من 4,4 للحصول على نسبة اشارة إلى ضجيج بقيمة 18 ديسيبل على أساس ستة مسببي تداخل بقناة واحدة متساوي المسافة. أما إذا اعتبرت الحالة الأسوأ المبينة

بالشكل 5-3 ب لخلية واحدة بقناة واحدة فإن المسافة بين موقع خلية القناة الواحدة والوحدة المتنقلة هي $D - R$. بما أنه في الحقيقة، نتيجة لعدم كمال التوضع والظلال الجغرافية، يمكن أن نفترض أن المسافة بين الوحدة المتنقلة وجميع مسببي تداخل القناة الواحدة هي $D - R$ في الحالة الأسوأ. يمكن التعبير عن نسبة الحامل إلى التداخل $(C/I)_w$، بوجود ستة مسببي تداخل بقناة واحدة على الشكل التالي:

$$\left(\frac{C}{I}\right)_w = \frac{C}{\sum_{i=1}^{6} I_i} = \frac{R^{-4}}{6(D - R)^{-4}} = \frac{a'^{4}_{1}}{6} \qquad 3\text{-}1\text{-}5$$

لنفترض أن C/I تساوي 18 ديسيبل أو أكثر أي بقيمة 63 مرة وهذا يعني أن الحامل أقوى بـ 63 مرة من مسبب التداخل. في المعادلة 5-1-4:

$$\left(\frac{C}{I}\right)_w = \frac{a'^{4}_{1}}{6} \geq 63 \qquad 4\text{-}1\text{-}5$$

تكون a_1' مساوية إلى 4,4 . ومعامل تخفيض القناة الواحدة يصبح

$$a_1 = a'_1 + 1 = 5.4$$

مثال: تحتاج خلية 13 كم (8 ميل) إلى مسافة اعادة استخدام 5,4×13 ـ أي 69 كم (43,2 ميل).

تستخدم الحالة المتوسطة عادة لتقدير قيم جميع المعلمات. عند تصميم النظام يجب أن تؤخذ قيم جميع المعلمات للحالة الأسوأ للتأكد من أداء النظام. انظر المرجع 2 للدقة الرياضية في بيان الحالة الأسوأ.

5-2 تعدد الارسال بالتقسيم الترددي (FDM) .

يقسم نطاق ترددي معين إلى أقنية ترددية كثيرة، تعين كل اشارة لقناة ترددية منفصلة غير متراكبة. تجمع جميع الاشارات خلال مضخم قدرة مشترك.

إما أن تقبل نواتج التعديل البيني ضمن مضخم القدرة المشترك أو تقلل بانتقاء

ملائم للترددات و/ أو بانقاص سوية قدرة الدخل حتى تسمح بالعمل في المنطقة شبه الخطية.

تعتمد صيغة تعيين أقنية تعدد الارسال بالتقسيم الترددي على تشوه الاشارة وتداخل القناة المجاورة وتأثير التعديل البيني. تستخدم عادة نطاقات حماية للأقنية الترددية المجاورة.

1-2-5 ـ كبت اشارة تعدد الارسال بالتقسيم الترددي:
بواسطة عدم خطية تمرير النطاق «دراسة عامة».

لنفترض أن غلافاً جيبياً ثابتاً باتساع B قد استقبل بواسطة الوحدة المتنقلة مع عدد كبير من الاشارات الجيبية الأخرى التي تشكل تداخلاً غوصياً متغيراً مع الزمن.

يكون الغلاف A للتداخل الغوصي المتغير مع الزمن هو رايلي.

ويمكن التعبير عن الكثافة الاحتمالية لـ A بالعلاقة:

$$p(A) = \frac{A}{\sigma^2} e^{-\frac{A^2}{2\sigma^2}}$$

وقدرتها المتوسطة هي:

$$2\sigma^2 = \int_0^\infty A^2 p(A) dA$$

لنبين الآن كبت اشارة الدخل B عندما تمر الاشارة B وبقية اشارات التداخل خلال جهاز غير خطي. يكون مجموع الاشارة B والتداخل المركب A عند مدخل الجهاز غير الخطي على الشكل:

$$s_i = Ae^{j\alpha} + Be^{j\beta} \qquad 1\text{-}2\text{-}5$$

حيث α هو طور عشوائي ينتج عن ضم اشارات التداخل وβ هو طور الاشارة المرغوبة. لنفترض أن التداخل A أقوى بكثير من الإشارة B. عندئذ تصبح المعادلة 1-2-5 على الشكل:

$$s_i = [A + B\cos(\beta - \alpha)]e^{j\alpha} + jB\sin(\beta - \alpha)e^{j\alpha}$$

لنفترض أيضاً أن الجهاز غير الخطي يسلك سلوكاً جيداً. يمكن تمثيل غلاف خرجه $g(A)$ بسلسلة تايلور حول A إذا كانت $A >> B$ على الشكل:

$$g(A + B\cos(\beta - \alpha)) \simeq g(A) + Bg'(A)\cos(\beta - \alpha) \qquad 2\text{-}2\text{-}5$$

وبعد اشتقاقات طويلة تكون نسبة الإشارة إلى التداخل بعد الجهاز غير الخطي هي:

$$\left(\frac{S}{I}\right)_o = \left(\frac{S}{I}\right)_{in} \times R \qquad 3\text{-}2\text{-}5$$

حيث:

$$\left(\frac{S}{I}\right)_{in} = \frac{B^2}{2\sigma^2}$$

وتدعى R نسبة كبت الاشارة ويعبر عنها بالعلاقة:

$$R = \frac{\left[\int_0^\infty A g(A) p(A) dA\right]^2}{\left[\int_0^\infty g^2(A) p(A) dA\right]\left[\int_0^\infty A^2 p(A) dA\right]} \qquad 4\text{-}2\text{-}5$$

$$= \frac{\langle Ag\rangle^2}{\langle g^2\rangle\langle A^2\rangle}$$

بتطبيق متراجحة شفارتز $\langle A \cdot g\rangle^2 \leq \langle A \cdot A\rangle\langle g \cdot g\rangle$ نجد أن قيمة R أقل من الواحد دائماً بغض النظر عن استخدام $g(A)$.
ولهذا تصبح المعادلة 5-2-3 كما يلي:

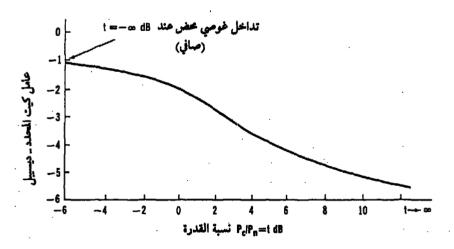
$$\left(\frac{S}{I}\right)_o \leq \left(\frac{S}{I}\right)_{in} \qquad 5\text{-}2\text{-}5$$

لحالة تداخل غوصي قوي. ولهذا لا يمكن زيادة القدرة للاشارة B عبر الجهاز غير الخطي عندما يكون التداخل الغوصي قوياً.

بواسطة الحدود القاسية لتمرير النطاق

لنفترض بيئة مدخل مؤلفة من اشارة مدخل جيبية مع تداخل رايسيان. وقد بين توزيع رايسيان في المعادلة (3-5-1) مع النسبة $t = i/n$ لغلاف تداخل جيبي ثابت إلى ضجيج غوصي. يبين الشكل 5-4 معامل كبت الاشارة الفعال لاشارة جيبية ضعيفة بوجود تداخل رايسيان قوي عن طريق عنصر غير خطي ذي حدود قاسية لتمرير النطاق.

في الشكل 5-4 عندما تكون t مساوية صفر ينتج تداخلاً غوصياً صرفاً ويكون عامل الكبت (1) ديسيبل وعندما تكون t لا نهاية ينتج تداخلاً جيبياً صرفاً ويكون عامل الكبت (6) ديسيبل.



الشكل 5-4 كبت المحدد مع نسبة القدرة لخليط من تداخل غوصي وجيبي

5-2-2 تشوه اشارة تعدد الارسال بالتقسيم الترددي

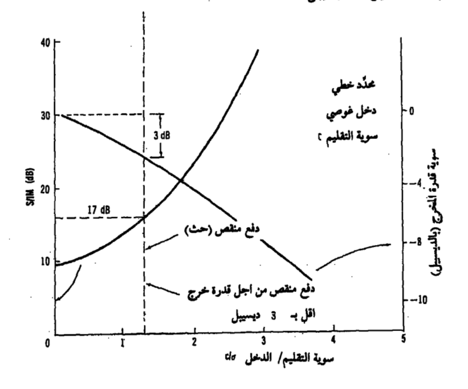
بواسطة عدم خطية الاتساع:

لا يسبب عدم خطية المضخم كبت الاشارة فقط، بل تشويهها أيضاً. تمثل

نسبة الكثافة الطيفية للاشارة إلى كثافة التعديل البيني النسبة الحقيقية لقدرة الاشارة إلى التشوه.

لنفترض أن لاشارة المدخل إلى الجهاز غير الخطي كثافة غوصية للقدرة الطيفية وان جذر متوسط التربيع لها هو σ . يبين الشكل 5-5 نسبة الاشارة إلى تشويه التعديل البيني في المخرج S/IM, عند التردد المركزي f_0 مع تغيير النسبة c/σ حيث c هي سوية القطع.

عندما تتناقص سوية التحديد القاسي c أي $c/\sigma \to 0$ فإن النسبة S/IM في المخرج تتناقص إلى قيمة صغرى حوالي 9 ديسيبل. يكون سبب الأثر الغالب هو شدة التعديل البيني للمدروجين الثالث والخامس. من أجل ارجاع قدرة الخرج بمقدار 3 ديسيبل أي تخفيض سواقة قدرة الخرج بمقدار 3 ديسيبل، تزداد النسبة S/IM إلى 17 ديسيبل.



الشكل 5-5 القدرة المقيسة للخرج ونسبة الكثافة الطيفية للإشارة إلى التعديل البيني لمحدد خطي بدخل غوصي

بواسطة تأثير التحويل تعديل اتساع/ تعديل طور:

تُري معظم أجهزة التضخيم تحويلاً في تعديل الاتساع/ التعديل الطوري نتيجة لخصائصها غير الخطية، يسبب التغير في غلاف الدخل لموجة جيبية مضاعفة تغيراً في الخرج لكل مركبة اشارة.

ويعرض التحليل التالي هذا التأثير:

يمكن التعبير عن دخل جيبي معدل الاتساع بكمية قليلة بالشكل:

$$x(t) = A_i(t) \cos (w_0 t) \qquad 6\text{-}2\text{-}5$$

حيث $A_i(t)$ هو غلاف الدخل ويعبر عنه بالعلاقة:

$$A_i(t) = A(1 + m \cos w_m t) \qquad 7\text{-}2\text{-}5$$

و A قيمتها صغيرة. يوضع نموذج التعديل الطوري للخرج.

$\theta_0(A_i(t)) = \theta_0(A)$ متناسباً تقريباً مع مربع الغلاف لسوية دخل صغيرة A_i.

$$\theta_0(A_i(t)) = KA_i^2(t) \qquad 8\text{-}2\text{-}5$$

حيث $\theta_0(A_i(t)) = \theta_0(t)$ اخذت كحد الطور في اشارة المخرج $y(t)$

$$y(t) = KA_i(t) \cos (w_0 t + \theta_0(t)) \qquad 9\text{-}2\text{-}5$$

بتعويض المعادلة 5-2-7 في المعادلة 5-2-8 ينتج:

$$\begin{aligned} \theta_0(t) &= KA^2 (1 + 2m \cos w_m t + m^2 \cos^2 w_m t) \\ &= KA^2 (1 + 2m \cos w_m t) \quad m << 1 \end{aligned} \qquad 10\text{-}2\text{-}5$$

يكون الانحراف الأعظمي (القمي) عن متوسط الطور هو $\theta_p \simeq KA^2 \cdot 2m$ «بالراديان». يمكن التعبير عن خطأ الطور الأعظمي هذا بالراديان/ الديسيبل لتعديل الاتساع كما يلي:

$$K_p = \frac{\theta_p}{20 \log_{10}(1+m)} \quad \text{(radian/dB)}$$

$$= \frac{KA^2 \cdot 2m}{8.69\, m} = 0.46\, KP_s \quad \text{(radian/dB)} \qquad \text{11-2-5}$$

$$= 26.38\, KP_s \quad \text{(degree/dB)}$$

حيث $P_s \triangleq A^2/2$ وبهذا تكون K_p متناسبة خطياً مع قدرة الدخل P_s. يعبر عن دخل متعدد بـ n اشارة جيبية على الشكل:

$$x(t) = \sum_{i=1}^{N} A_i \cos(w_0 t + \phi_i(t)) \qquad \text{12-2-5}$$

يمكن أن نشير إلى أن التعديل الطوري للخرج $\theta_0(A_i) = \theta_0(A_i(t))$ لكل موجة جيبيـة وعندئذ يحوي الخرج $y(t)$ بعد التحويل تعديل الاتساع/ تعديل الطور حداً طورياً $\theta(A(t))$ على الشكل:

$$y(t) = \sum_{i=1}^{N} A_i \cos(w_0 t + \phi_i(t) + \theta_0(A_i))$$

$$\simeq \sum_{i=1}^{N} A_i \cos(w_0 t + \phi_i(t)) - \theta_0(A_i) \cdot \sum_{i=1}^{N} A_i \sin(w_0 t + \phi_i(t)) \qquad \text{13-2-5}$$

$$= \sum_{i=1}^{N} A_i \cos(w_0 t + \phi_i(t)) - \underbrace{\theta_0(A^i) A(t) \sin(w_0 t + \phi(t))}_{\text{distortion term, } \theta(A(t))}$$

$\theta << 1$ distortion term, $\theta(A(t))$ حد التشويه

ليكن

$$A(t) = \left[\sum_{i=1}^{N} A_i \cos\phi_i(t)\right]^2 + \left[\sum_{i=1}^{N} A_i \sin\phi_i(t)\right]^2 \qquad \text{14-2-5}$$

$$\phi(t) = \tan^{-1}\left(- \frac{\sum_{i=1}^{N} A_i \sin \phi_i(t)}{\sum_{i=1}^{N} A_i \cos \phi_i(t)} \right) \qquad 15\text{-}2\text{-}5$$

عَندئذ يمكن ايجاد $\theta_0(A_i(t))$ من المعادلة 5-2-8 ويصبح حد التشوه

$$\theta(A(t)) = \text{distortion term} = -K^2A^2(t)A(t)\sin(w_0t + \phi(t)) \qquad 16\text{-}2\text{-}5$$

$$= -K^2A^3(t)\sin(w_0t + \phi(t))$$

تبين المعادلة 5-2-16 أن نواتج تشوه التعديل البيني تحدث عند نفس التردد ولها اتساع مختلف وتنحرف 90° في الطور.

ضم تأثيري التحويل تعديل الاتساع/ تعديل الطور وعدم خطية الاتساع:

يؤخذ تأثير التحويل تعديل اتساع/ تعديل طور من المعادلة 5-2-8 وتتبع عدم خطية الاتساع قانون التكعيب البسيط

$$y = a_0 + a_3x^3 \qquad 17\text{-}2\text{-}5$$

حيث x هي الدخل و y هي الخرج. لندع

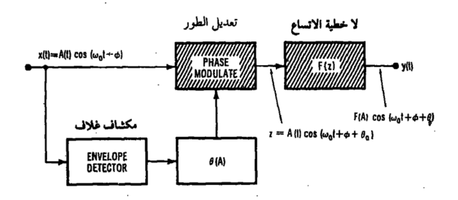
$$x(t) = A(t)\cos(w_0t + \phi) \qquad 18\text{-}2\text{-}5$$

عندئذ يكون الخرج:

$$y(t) = F[A(t)]\cos[w_0t + \theta_0(A) + \phi] \qquad (19\text{-}2\text{-}5)$$

حيث $F[A(t)]$ هو كبت الاشارة و $\theta_0(A)$ هو تحويل تعديل الاتساع/ تعديل الطور. يبين الشكل 5-6 نموذجاً لهذين التأثيرين. يسبب التعديل البيني تشويهاً (غير مفهوم) عند ارسال اشارة معدلة التردد. إذا سبق مرشاح مضخم القدرة يمكن أن

يتـولد لغط مفهوم. تتكون هذه الحادثة في الحقيقة من خطوتين: يتحول التعديل الترددي إلى تعديل اتساع في المرشاح، ويتبع ذلك تحويل تعديل الاتساع إلى تعديل الطور بعدم خطية المضخم. تسبب الخطوة الثانية تعديلاً في القناة المجاورة وينتج لغطاً مفهوماً.



الشكل 5-6 نموذج تحويل تعديل اتساع / تعديل طور من عدم خطية مضخم القدرة

5-3 تعدد الارسال بالتقسيم الزمني (TDM).

يمكن أن يجعـل تعـدد الارسـال بالتقسيم الزمني استخدام القدرة بكفاءة تساوي 90% أو أكثر بالمقارنة مع الخسارة (3) ديسيبل أو (6) ديسيبل في كفاءة القدرة في تعـدد الارسـال بالتقسيم الـترددي. يتـطلب تعدد الارسال بالتقسيم الترددي تنقيص 3-6 ديسبل من القدرة لتصغير أثر التعديل البيني إلى الحد الأدنى. يمكن لتعدد الارسال بالتقسيم الزمني أن يصل أيضاً إلى مردود أفضل في استخدام عرض النطاق لأنه لا يتطلب نطاق حيطة ترددي بين الأقنية.

يسمح تعدد الارسال بالتقسيم الزمني عمل مضخم القدرة بالاشباع الكامل وغالباً ما ينتج عن ذلك زيادة ملحوظة في القدرة المفيدة. كما يمكن تجنب سيئات منتجات التعديل البيني بصورة كبيرة عند ارسال كل اشارة مع زمن حيطة كافٍ بين الشقوق الزمنية ليستوعب الحالات التالية:

1- عدم دقة التوقيت الناتج عن عدم استقرار الساعة.

2- نشر التأخير.

3- تأخير زمن الارسال الناتج عن مسافة الانتشار.

4- ذيول الاشارة النبضية في تعدد الارسال بالتقسيم الزمني الناتج عن الاستجابة العابرة.

1-3-5 ـ مخازن تعدد الارسال بالتقسيم الزمني

بما أن سلسلة البتات القادمة تصل باستمرار إلى معدد الارسال بالتقسيم الزمني في الزمن الحقيقي بينما يعطي خرج معدل تعدد الارسال بالتقسيم الزمني رشقة دورية من الترددات الراديوية لذلك يجب أن يحوي معدد الارسال بالتقسيم الزمني مخزن معطيات. يخزن هذا المخزن بتات المعطيات المستقبلة من رتل إلى الرتل الذي يليه. تكون السعة الكلية M بتة لـ N مدخل من سلسلة البتات بمعدل R_i بتة ودور الرتل τ_f على الشكل:

$$M = \sum_{i=1}^{N} (R_i \tau_f) \quad \text{bits} \qquad \text{بتة} \qquad 1\text{-}3\text{-}5$$

2-3-5 ـ زمن الحيطة في تعدد الإرسال بالتقسيم الزمني

تعرّف تعابير توقيت الساعة على الشكل:

t : زمن النظام أو الزمن العالمي.

$\tau(t)$: توقيت تتالي النبضات في الوحدة المتنقلة.

$\tau_i(t)$: توقيت تتالي النبضات في محطة القاعدة.

$\tau_f(t)$: فترة زمن الرتل عند المرسل.

$\Delta\tau_f(t)$: الخطأ في زمن الرتل نتيجة لعدم استقرار الساعة.

$\tau_p(t)$: زمن الانتشار بدلالة المسافة.

$\Delta\tau_p(t)$: نشر التأخير في المستقبل.

$\tau_d(t)$: زمن تلاشي ذيل الاشارة النبضية.

τ_g: زمن الحيطة

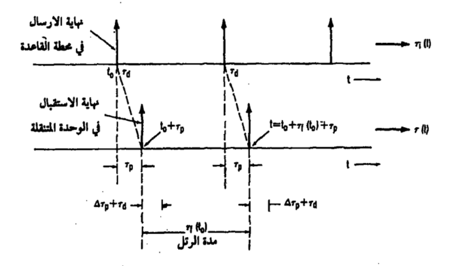
$\Delta\tau_g$: الخطأ في زمن الحيطة.

عندما ترسل محطة القاعدة نبضة إلى الوحدة المتنقلة. تتطلب الوحدة المتنقلة زمناً كافياً لاستقبال هذه النبضة. يبين الشكل 5-7 توقيت نبضتين متتابعتين مع زمن التلاشي τ_d ونشر التأخير $\Delta\tau_p$ والذي نسميه عندئذ زمن الحيطة:

$$\tau_g = \tau_p + \Delta\tau_p + \Delta\tau_g + \tau_d \qquad 2\text{-}3\text{-}5$$

حيث τ_p ليس ثابتاً نتيجة لوضع الوحدات المتنقلة في الحقل. فبعضها قريب من محطة القاعدة بينما الآخر على بعد 10 أميال. بأخذ τ_p على أساس مسافة 10 أميال يكون:

$$\tau_p = 10 \text{ miles} \times 5280 \text{ ft/miles} \times 1 \text{ ns/ft}$$
$$= 5.28 \times 10^{-5} \text{ sec}$$



الشكل 5-7 التوقيت عند محطة القاعدة وعند الوحدة المتنقلة

يبلغ زمن نشر التأخير $\Delta\tau_p$ في مناطق المدن حوالي 3 ميكروثانية. لنفترض أن عدم استقـرار الساعة هو جزء بالمليون، تكون عندئذ $\Delta\tau_g$ الخطأ في زمن الحيطة نتيجة لعدم استقرار الساعة. تهمل $\Delta\tau_g$ عادة لأن 1 جزء بالمليون من زمن الحيطة صغير. يعتمـد زمن التـلاشي τ_d لذيل الاشـارة النبضية على استجـابة المراشيح للاتساع والطور. لنفترض τ_d هي 1 ميكروثانية يمكن الحصول على زمن الحيطة τ_g من المعادلة 2-3-5 على الشكل:

$$\tau_g = (52.8 + 3 + 1) = 56.8\ \mu s \qquad 3\text{-}3\text{-}5$$

3-3-5 معدل البتات ومعدل الأرتال

يكون الزمن بين البتات τ_b هو:

$$\tau_b = \Delta\tau_p + \tau_d + \Delta\tau_g \qquad 4\text{-}3\text{-}5$$

$$\approx \Delta\tau_p + \tau_d$$

$$= 3\ \mu s + 1\ \mu s = 4\ \mu s$$

يجب إيجاد معدل البتات بواسطة

$$R_b \leq \frac{1}{\tau_b} = 2.5 \times 10^5\ \text{bps} \qquad 5\text{-}3\text{-}5$$

يعرف معدل الرتل f_f بعدد الأرتال/ الثانية

$$f_f = \frac{1}{\tau_f} \qquad 6\text{-}3\text{-}5$$

إذا وجد 10^4 بتة في الرتل وكانت $R_b = 2.5 \times 10^5$bps فإن f_f تساوي 25 رتلاً في الثانية.

4-3-5 كفاءة نظام تعدد الارسال بالتقسيم الزمني

تعتمد كفاءة القدرة في نظام تعدد الارسال بالتقسيم الزمني للراديو المتنقل على: (1) زمن الحيطة τ_{gi} بين ارسالات كل طرف.

(2) زمن ما قبل وبعد التوصيل (لتأمين العنونة واستعادة الحامل) ويسمى زمن العنونة لكل من طرفي الارسال/ الاستقبال τ_{ai}

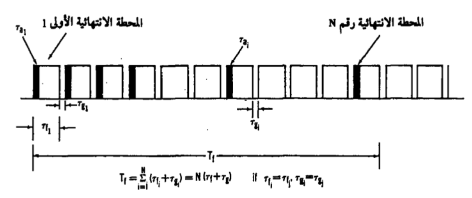
(3) فترة دوام زمن الرتل $T_f(=N\tau_f + N\tau_g)$

تكون الكفاءة العظمى لجميع الطرفيات التي تشغل الرتل كاملاً هي:

$$\eta_{\max} = \frac{T_f - \sum_{i}^{N} (\tau_{gi} + \tau_{ai})}{T_f} \qquad 7\text{-}3\text{-}5$$

حيث i هي مجموع جميع الطرفيات N في الشبكة (انظر الشكل 5-8) . إذا كانت أزمنة الحيطة وأزمنة العنونة لجميع الطرفيات متماثلة وكانت $\tau_g << \tau_f$ فإن الكفاءة هي :

$$\eta_{max} = \frac{T_f - [N(\tau_g + \tau_a)]}{T_f} \doteq \frac{\tau_f - (\tau_g + \tau_a)}{\tau_f}$$



الشكل 5-8 فترة دوام زمن الرتل T_f وفترة زمن الرتل τ_f لكل طرف

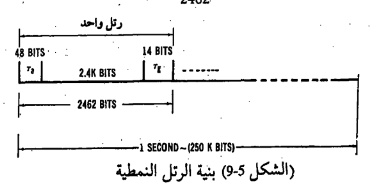
تتحسن الكفاءة بزيادة τ_f

مثال 5-1 : لنفترض أن $R_t = 250$ kbps، $\tau_g = 57\mu s$ (14 b)، $\tau_a = 48b$ (انظر الشكل 5-9) . لنفترض أيضاً أن الصوت الرقمي باستخدام الترميز اللوغاريتمي Lpc يتطلب 2,4ك بتة/ ثانية . يمكن حساب طول الرتل على الشكل التالي :

$$2400 + 48 + 14 = 2462 \text{ bits}$$

والكفاءة العظمى هي :

$$\eta_{max} = \frac{2462 - 62}{2462} = 97\%$$



(الشكل 5-9) بنية الرتل النمطية

4-5 الطيف المنشور والقفز الترددي.

يجب التـذكـر أنـه إذا كان النظام مستخدماً في بيئة محددة الضجيج أمكن استخدام النطاق الجانبي الوحيد (3-4ك هـ/ قناة) لتأمين كفاءة الطيف، أما إذا كان النظام مستخدماً في بيئة محدودة التداخل فانه يجب استخدام تقنيات النطاق العريض اولاً لكبت التداخل. وفي نفس الوقت يجب تأمين أقنية أكثر. يوجد بشكل عام نوعان من تقنيات النطاق العريض وهما الطيف المنشور والقفز الترددي.

1-4-5 الطيف المنشور

لنفترض أن نطاقاً ترددياً بعرض 10 م هـ يستخدم عادة لعدد N من المشتركين وأن النطاق الأساسي هو 10ك هـ . استخدم التتالي المباشر لنشر 10ك هـ على النطاق الترددي 10 م هـ بحيث تمثل كل بتة معلومات بـ (1000 بته). لنفترض أن:

$$\frac{E_b}{\eta_0} = 15 \text{ dB} \sim 31.6$$

حيث E_b هو القدرة لكل بتة معلومات، η_0 قدرة الضجيج في الهرتز. يمكن التعبير عن نسبة الحامل إلى الضجيج في قناة واحدة عند مرحلة التردد الراديوي أو المتوسط بالشكل:

$$\left(\frac{C}{N}\right) = \frac{E_b \times R_b}{\eta_0 \times B} = \frac{E_b}{\eta_0} \times \frac{10^4}{10^7} \qquad 1\text{-}4\text{-}5$$

$$= 31.6 \times \frac{1}{10^3} = 0.0316 \sim -15 \text{ dB}$$

أي أن نسبة حامل/ ضجيج C/N بمقدار- 15 ديسيبل يتطلبها المستقبل. تعني هذه النتيجـة أنـه باستخـدام ارسال الطيف المنشور يمكن لسوية الحامل أن تنخفض بمقدار 15 ديسيبل عن سوية الضجيج، فإذا كانت سوية الضجيج هي:

$kTB = -174 + 70 = -104$ dBm، فإن سوية الحامل هي -119 dBm

لنفترض أن M مشتركاً موجوداً في الحقل وأن كلاً من المشتركين M له نسبة C/N_M عند كل طرف استقبال بقيمة 15 ديسيبل عندئذ يكون الفرق:

$$\frac{C}{I+N} = \frac{10^{x/10}}{(M-1)\cdot 10^{x/10} + 10^{-104/10}} = 10^{-15/10}$$

Then

$$M = 1 + 10^{1.5} - 10^{-10.4 + x/10}$$

إذا كانت سوية الحامل الجديده لكل مشترك 104- ديسيبلم فإن قيمة M تبلغ 31,6 أو 32 تقريباً وتكون سوية الاستقبال الكلية (C+I+N) المستقبلة عند مدخل كل جهاز استقبال هى 15+104- =89- ديسيبلم . إذا كانت سوية الحامل الجديده لكل مشترك أعلى بكثير من 104- ديسيبلم فإن قيمة M تصل إلى 32,6 أو 33 تقريباً .

مثال : 5-2 : يدرس هذا المثال حالة نسبة اشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد في نظام الطيف المنشور ويفترض مسافة (10 أميال) لوصلة الطرف البعيد و 3,2 كم (2 ميل) لوصلة الطرف القريب. تستخدم المعطيات من الفصل 2-3-6 لمنحنى منطقة الضواحي وجداول القياس. تحتاج وصلة الـ 10 ميل لـ ($h_1 = 100ft$ ، $G_1 = 6dB/ dipole$ عنــد 850 م هـ)إلى :

قدرة المرسل Tx1 = 51 dBm لتنتج اشارة مستقبلة 89dBm -

تحتاج الوصلة 2 ميل (G1 = 6dB/ dipole' h1 = 100ft عند 850 م هـ) لنفس القدرة المرسلة إلى :

قدرة المرسل Tx2 =51dBm لتنتج اشارة مستقبلة 74dBm-.

من المعروف أن محطة القاعدة تستقبل دائماً اشارة أقوى من الوحدة المتنقلة على بعد 3,2 كم (2 ميل) واشارة أضعف من بعد 16 كم (10 ميل). اذا استقبلت محطة القاعدة الاشارتين بآن واحد فإن الاشارة الأضعف سوف تتأثر بتداخل مع الإشارة الأقوى.

ولهذا لا يمكن تجنب تداخل نسبة اشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد في نظام الطيف المنشور كما هو مبين في الشكل 5-10. عند الأخذ بعين الاعتبار نفس سوية الاستقبال في محطة القاعدة (مبينة أيضاً في الشكل 5-10) يجب أن تكون قدرة المرسل Tx_1 أعلى بمقدار 15 ديسيبل من Tx_2.

مثال 5-3 : لنفترض إن اشارة التشويش أقوى بمقدار 50 ديسيبل من الاشارة المطلوبة المستقبلة عند جهاز الاستقبال ، ولنفترض أن معدل المعطيات المرسلة من جهاز الارسال المطلوب هو 1 ك بت/ثا فما هو اتساع انتشار عرض النطاق المطلوب بحيث نستقبل معدل المعطيات 1 ك بت/ثا بنسبة $E_b/\eta_0=10$ ديسيبل . نستخدم المعادلة 5-4-1 لحل هذه المسألة. نحن نعلم أن C/I=-50 ديسيبل (=) 10^{-5}

$$R_b = 1 \text{ Kbps}$$

ومنه

$$E_b/\eta_0 = 10 \text{ dB } (=)\ 10$$

$$(C/N)_s = \left(\frac{E_b}{\eta_0}\right)\left(\frac{R_b}{B}\right)$$

و

$$B = 10^5 \times 10 \times 10^3 = 100 \text{ MHz}$$

الشكل 5-10 توضيح تداخل الطرف القريب والطرف البعيد من المثال 5-2

في هذه الحالة يجب أن يكون عرض النطاق 1000 م هـ للتغلب على جهاز التشويش القوي . في الظروف الطبيعية يحتاج ارسال معدل معطيات 1 ك بت/ثا الى عرض نطاق 1 ك هـ . في هذا المثال أصبح عرض النطاق تحت التشويش 1000 م هـ.

يدعى النظام الذي ينتشر فيه عرض النطاق من 1 ك هـ الى 1000 م هـ بنظام الطيف المنشور وقد بيّنت تطبيقاته في الفصل التاسع.

5-4-2 ـ أنظمة القفز الترددي

أول من طور نظام القفز الترددي هذا هما كوبر ونتلتون لخدمة أعداد كبيرة من المشتركين في بيئة الراديو المتنقل. وهو نظام قفز ترددي بالابراق بزحزحة الطور التفاضلي. كما طور جولدمان أيضاً نظام قفز ترددي بالابراق بزحزحة التردد. وهذان شكلان مختلفان لنظام القفز الترددي الأساسي.

انقاص تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد:

إذا كانت جميع الوحدات المتنقلة متساوية البعد عن محطة القاعدة فلا فائدة عندئذ من استخدام نظام القفز الترددي كما هو مبين في الشكل 5-11 . إلا أنه في بيئة الراديو المتنقل تنتشر الوحدات المتنقلة عشوائياً. لا يمكن تجنب تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد. يمكن انقاص هذا التداخل بوضع خطة لتخصيص الترددات أو باستخدام نظام القفز الترددي هذا. لنفترض أنه يتوفر نطاق بعرض 10 م هـ وأن كل قناة تشغل 30 ك هـ عندئذ توجد 333 قناة. إذا جعلت الترددات تقفز في شقوق زمنية مختلفة فإن نظام القفز الترددي يمكنه أن يخدم 333 مشتركاً. لنأخذ الحالة الأسوأ أي عندما تسير الوحدة المتنقلة بالقرب من المحيط على نصف القطر 16 كم (10 ميل) من محطة القاعدة. إن احتمال أن تقع الوحدة المتنقلة في المنطقة بين 14 إلى 16 كم (9-10 ميل) هو:

$$p_1 = \frac{\pi(10^2 - 9^2)}{\pi(10^2)} = \frac{19}{100} = 0.19$$

إن احتمال وحدة متنقلة تسبب تداخل للأخرى ضمن نصف قطر (0,5 ميل) هو:

$$p_2 = \frac{\pi(0.5)^2}{\pi(10)^2} = 2.5 \times 10^{-3}$$

إن الفرصة الكلية للوقوع في هذه الحالة هي :

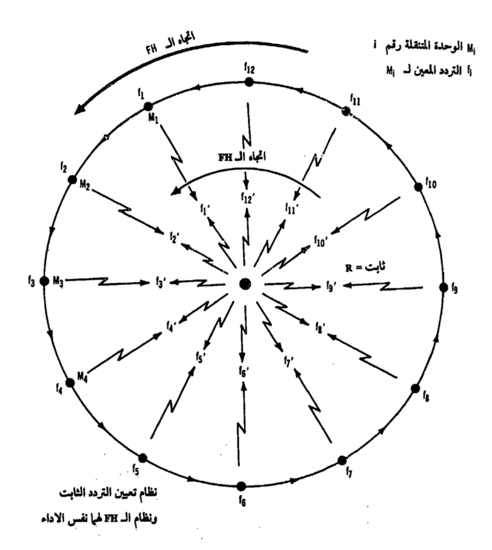
$$p_t = p_1 \times p_2 = 4.75 \times 10^{-4}$$

في احدى الحالات تم الحصول من المعادلة 4-4-5 على الفاصل 20 قناة لتجنب تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد. لنفترض أن جميع الأقنية مستخدمة في النظام. عندئذ سوف تتداخل 40 قناة (20 من كل من جانبي القناة المرغوبة) مع القناة المرغوبة، ويكون احتمال نشوء أخطاء تزيد عن خطأ محدد $P_e = 10^{-3}$ هو:

$$P_{e_t} = \left(1 - \frac{40}{333}\right) P_e + \frac{40}{333}(1 - P_e) \qquad 2\text{-}4\text{-}5$$

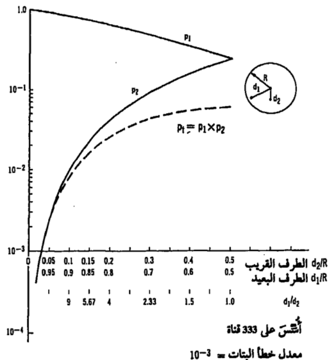
$$\simeq 0.121$$

وبذلك تكون P_{e_t} محققة في حالة $p_t = 4.75\times 10^{-4}$. النتيجة في P_{e_t} كبيرة جداً بالرغم من صغر حدوثها، سنبين أن نظام القفز الترددي يقلل تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد المبين في الشكل 5-12 . ويبين الشكل 5-13 معدل خطأ البتات لفواصل ترددية مختلفة. ومع هذا يمكن استخدام جميع الأقنية (333 قناة) في نظام القفز الترددي في خلية



الشكل 5-11 توضيح نظام تخصيص التردد الثابت ونظام القفز الترددي لخلية نصف قطرها R ثابت

إذا استخدم مثلاً الترتيب التعامدي، أي أن جميع الترددات المستخدمة مختلفة عند أي لحظة، يمكن استخدام جميع الترددات (333 قناة) في نفس الوقت وعندئذ يمكن أن تخدم الخلية الواحدة (333 قناة). يتزايد حجم الخلية ويبقى عدد الأقنية نفسه. وهذا يعني أن الخلية 16 كم (10 ميل) تخدم 333 مشتركاً وعند زيادة حجم الخلية تبقى بخدمة 333 مشتركاً فقط. إذا أريد اعادة استخدام نظام القفز الترددي في كل خلية مجاورة كما هو مبين في الشكل 5-14 فإن حساب التداخل المبين لخلية واحدة يمكن أن يتغير لأنه مكون من كلا نسبة اشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد وتداخل الخلية ذات القناة الواحدة. تقرر النسبة المحددة لاشارة الطرف



الشكل 5-12 احتمال وجود وحدتين متنقلتين في حدود نصفي قطرين معينين d_1، d_2

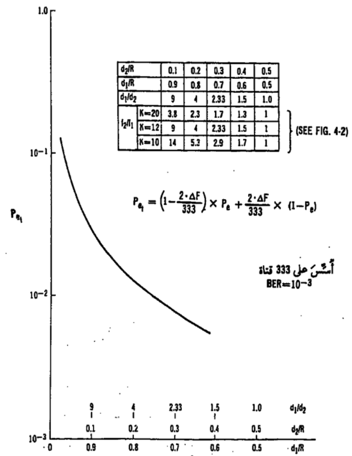
القريب إلى البعيد قيمة العزل المطلوب بالديسيبل. يمكن الوصول إلى هذا العزل باستخدام مرشاح ذي خصائص 12 ديسيبل/ الضعف مثلاً، وتحديد فاصل ترددي مطلوب بعرض نطاق يتفق مع العزل المطلوب. يقلل تداخل الخلية ذات القناة الواحدة على اساس نسبة الاشارة إلى الضجيج S/I المطلوبة.

لنأخذ تداخل قناة واحدة S/I على اساس عنصر تداخل واحد وليس لنسبة اشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد. لنفترض الحالة الأسوأ: أن الوحدة المتنقلة على بعد 14,8 كم (9,5 ميل) من محطة القاعدة وعلى بعد 16,8 كم (10,5 ميل) من مسبب تداخل القناة الواحدة، عندئذ تكون نسبة الاشارة إلى التداخل عند الوحدة المتنقلة هي:

$$\frac{P_s}{P_I} = \left(\frac{d_1}{d_2}\right)^{-4} = \left(\frac{9.5}{10.5}\right)^{-4} = (1.11)^4 = 1.49 \sim 1.74 \text{ dB}$$

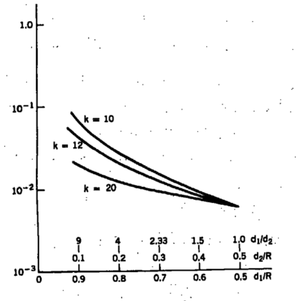
وفي حالة 6 مسببي تداخل تصبح نسبة الاشارة إلى التداخل تقريباً:

$$\frac{P_s}{P_I} = \frac{1}{6} \times \left(\frac{d_1}{d_2}\right)^{-4} = \frac{1.49}{6} = 0.25 = -6 \text{ dB}$$



d_2/R		0.1	0.2	0.3	0.4	0.5
d_1/R		0.9	0.8	0.7	0.6	0.5
d_1/d_2		9	4	2.33	1.5	1.0
f_2/f_1	K=20	3.8	2.3	1.7	1.3	1
	K=12	9	4	2.33	1.5	1
	K=10	14	5.2	2.9	1.7	1

الشكل 5-13–أ معدل خطأ البتات لنسب معينة ومختلفة من d_1/d_2.



الشكل 5-13–ب معدل خطأ البتات لنسب معينة ومختلفة من d_1/d_2.

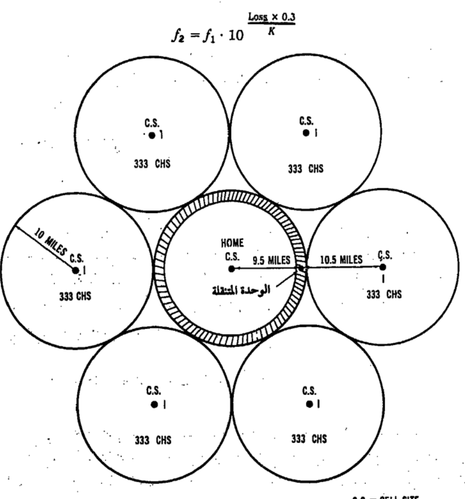
من أجل أقنية متساوية القدرة يبنى الفاصل على أساس

$$\frac{S}{I} \geq 18 \text{ dB}$$

وهـذا يعني أنه يجب الأخذ بعين الاعتبار فاصلاً اضافياً بمقدار 24 ديسيبل (6 + 18). ويكـون العـزل الكلي في هذه الحالة (عزل كليهما تداخل القناة الواحدة وتداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد) هو 24 + 52 = 76 ديسيبل.

يطبق ذلك على المعادلة 4-4-3 :

$$f_2 = f_1 \cdot 10^{\frac{\text{Loss} \times 0.3}{K}}$$



الشكل 5-14 تداخل الطرف القريب والطرف البعيد في نظام قفز ترددي متعدد

يكون الفاصل 40 قناة أو 1191 ك هـ. وقد بني على أساس عرض نطاق القناة (30 ك هـ) ومرشاح بخاصية 12 ديسيبل/ الضعف. أي قناة تقع ضمن الأقنية الـ 40 على جانبي القناة المرغوبة ستسبب تداخلاً. يمكن الحصول على احتمال وجود أخطاء تزيد عن قيمة معينة $P_e = 10^{-3}$ في جميع الأقنية (333) باستخدام معادلة تشبة المعادلة 5-4-2 كما يلي:

$$P_{e_t} = \left(1 - \frac{80}{333}\right) P_e + \frac{80}{333}(1 - P_e) = 0.24 \qquad 5\text{-}4\text{-}3$$

بمقارنة نتائج المعادلة 5-4-3 مع المعادلة 5-4-2 نجد أن الخطأ الكلي الناتج عن اعادة استخدام مفهوم التردد قد ازداد مرتين وأثر على أداء نظام القفز الترددي بشكل خطير جداً.

5-5 المفهوم الخلوي.

مقدمة:

يعتبر تحدياً حقيقياً أن نحاول خدمة عدد كبير من المشتركين بكلف ضمن الامكانيات وبمنابع ترددية محدودة فقط. هناك عدة طرق للوصول إلى ذلك.
طريقة النطاق الضيق أو النطاق الجانبي الوحيد، وطريقة الطيف المنشور والمفهوم الخلوي. سيغطى المفهوم الخلوي حيث أنه المستخدم في الأنظمة التجارية في جميع أنحاء العالم عند 900 م هـ.

5-5-1 - اعادة استخدام التردد والفاصل الخلوي

سيفي، نظام خلوي وحيد البعد وبسيط بغرض التوضيح أولاً سيستخدم التردد f_1 في خلية نصف قطرها R وسيستخدم نفس التردد في خلية على بعد D. يعتبر الفاصل الخلوي طريقة ممتازة لتجنب تداخل القناة الواحدة لأن مستخدمي التردد الواحد يكونان في خليتين مختلفتين في نفس الوقت (انظر الفصل 4-2). ليس بامكان المرشاح عزل تداخل القناة الواحدة وليس بامكان أنظمة التعديل أيضاً تقليل تداخل القناة الواحدة بفعالية.

الفاصل الجغرافي فقط يستطيع تقليل التداخل. نسمي عامل تقليل القناة الواحدة a كالتالي:

$$a = \frac{D}{R}$$

تتحدد قيمة D من نسبة الإشارة المستقبلة إلى التداخل مثلما شرحت في الفصل 2-4.

لا تعتمد قيمة a على القدرة المرسلة. وهذا يعني أنه ما دامت جميع القدرات المرسلة هي نفسها في جميع الخلايا فإن زيادة القدرة المرسلة بالتساوي في جميع الخلايا لا يزيد تداخل القناة الواحدة. إذا قل الفاصل D تصبح a صغيرة ويزداد تداخل القناة الواحدة. يمكن الحصول على قيمة D من المعادلة 4-2-3 لستة عناصر تداخل قناة واحدة كما يلي:

$$\frac{S}{I} = \frac{S}{\sum_{i=1}^{6} I_i} = \frac{R^{-4}}{6D^{-4}} = \frac{a^4}{6} = \frac{D^4}{6R^4} \qquad \text{1-5-5}$$

أو

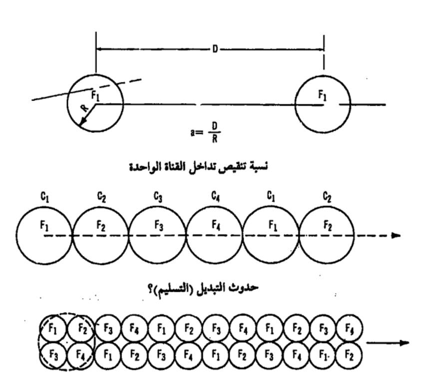
$$D = R\sqrt[4]{6\left(\frac{S}{I}\right)} \qquad \text{2-5-5}$$

حيث S الاشارة المستقبلة من المرسل المرغوب و I_i تداخل القناة الواحدة من مسبب التداخل رقم i من بين مسببي التداخل «المرسلات».

يفترض أن الضجيج المحلي عند المستقبل مهمل. تكون قدرة التداخل I_i صغيرة عندما تزداد D

تتحدد قيمة D، ثم يجب ملء خلايا كثيرة بنفس الحجم ما بين خليتي القناة الواحدة بترددات مختلفة لكي تتأمن استمرارية التغطية الترددية في الفراغ بحيث تستطيع العربة المتحركة أن تتصل. ملء عدد من الخلايا بين خليتي القناة الواحدة في فراغ كما في الشكل 5-15 لتوضيح المفهوم.

لنفترض أن تردد الخلية الجديدة هو f_2 عندئذ على خلية اخرى f_2 ذات القناة الواحدة أن تحقق متطلب النسبة D/R



الشكل 5-15 توضيح نظام خلوي في بعد واحد

5-5-2- تبديل القناة

لنفترض أن وحدة متنقلة تقع في الخلية الأولى F_1 . تسير الوحدة المتنقلة على طول مسار يمر عبر خلايا مختلفة. وفي كل مرة تدخل الوحدة المتنقلة خلية مختلفة بتردد مختلف يحصل تبديل في القناة تبديل القناة هو العملية التي يتحكم بها مكتب التبديل. توصف بعض الاعتبارات لتبديل القناة بما يلي:

1- تبني معايير عملية تبديل القناة على أساس سوية معينة من المتوسط المحلي أو معلومات في مجال الطور أو كلتيهما. ليست المعلومات في مجال الطور دقيقة لتقدير موقع الوحدة المتنقلة نتيجة لعوائق المنشآت الصنعية.

وبالاستناد إلى ارتفاع هوائي محطة القاعدة يمكن أن تحدث أخطاء حتى

نصف ميل. في الخلايا الكبيرة عادة تتطلب خوارزمية تبديل القناة أن تعتمد إما على سوية المتوسط المحلي أو المعلومات في مجال الطور فقط وليس على كلتيهما. والثاني أكثر كلفة من الأول.

2- يجب أن يسمح النظام بوقت كاف من لحظة طلب تبديل القناة إلى لحظة تبديل القناة الفعلي. على مكتب التبديل أن يقلل عملية تبديل القناة غير الضرورية، وإلا يزداد الحمل على تجهيزات التبديل ويتأثر أداؤها. يمكن أن تساعد المعلومات التالية في اتخاذ قرار حول تبديل القناة:

أ ـ عندما يكون ميل معطيات المتوسط المحلي خلال فترة زمنية محددة شديد الانحدار يجب أن تجري عملية تبديل القناة بسرعة.

ب ـ يمكن ايجاد سرعة التحرك (v) من اشارة خافتة قصيرةالأجل،من المعادلة 16-3-1 ($v = fd\lambda$). . يمكن قياس تردد الخفوت fd من الاشارة الخافتة، λ هي طول الموجه وبهذا تعرف السرعة (v) فإذا كانت (v) عالية يجب أن تجري عملية تبديل القناة حالاً.

جـ ـ يمكن استخدام المعلومات في مجال الطور لتقدير موقع الوحدة المتنقلة ووفقاً لذلك يتعين التردد المناسب لتجنب تداخل القناة الواحدة.

يجب تأخير عملية تبديل القناة في الحالات التالية:

1- إذا كانت هناك امكانية لزيادة المتوسط المحلي. عندها لا حاجة لعملية تبديل القناة.

2- إذا ازداد احتمال إجراء تبديل قناة إلى خلية صحيحة.

3- إذا كانت الوحدة المتنقلة تسير في نفق من شدة الاشارة ضمن الخلية.

4- إذا لم تتوفر قناة شاغرة خلال ساعة الحركة الشديدة.

ولكن إذا كان التأخير طويلاً جداً فعند زمن إجراء تبديل القناة يمكن أن تكون إشارة التحكم ضعيفة بحيث لا تستطيع الوحدة المتنقلة استقبال أو كشف المعلومات وتضيع المحادثة.

3-5-5 انقسام الخلية وتخفيض القدرة

مفهوم النظام الخلوي هو أن يخدم عدد غير محدود من المشتركين. عندما يصل عدد المشتركين إلى الاشباع في خلية بدئية ولا يمكن تقديم أقنية أكثر عندئذ تنقسم الخلية البدئية.

تنقسم الخلية البدئية أولاً إلى أربع خلايا أصغر وتزداد حركة الاتصال أربع مرات.

إذا حدث الانقسام n مرة فإن حركة الاتصال Tn تصبح :

$$T_n = T_o\,(4)^n \qquad 3\text{-}5\text{-}5$$

وعندها تنخفض القدرة

$$P_n = P_o - n(12)\ dB \qquad 4\text{-}5\text{-}5$$

بعد انقسامين تنقسم الخلية إلى ست عشرة خلية أصغر وتقل القدرة في كل خلية بمقدار 24 ديسيبل.

4-5-5 تخفيض نسبة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد:

في النظام الخلوي تستخدم خطتان لتخفيض نسبة تداخل الطرف القريب الى الطرف البعيد : أولاهما خطة التحكم بالقدرة حيث يتم التحكم بقدرة ارسال الوحدة المتنقلة من قبل موقع الخلية بحيث تكون القدرة المستقبلة عند موقع الخلية هى نفسها من أي وحدة متنقلة . والخطة الآخرى هي أن نرسم مخطط ترتيب التردد .

يبين الشكل 5-16 مخططاً مستخدماً في الأنظمة الخلوية الحاضرة . في أي عمود يقرأ من الجدول تعين مجموعة من الأقنيةالترددية . لا تقترب قناتان ترددیتان أكثر من مسافة سبع أقنية لتجنب نسبة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد.

مقارنة بين نظام القفز الترددي والنظام الخلوي

يبين الشكل 5-16 نظاماً خلوياً بسبع خلايا وله 21 قطاعاً. إذا كان لدينا 333 قناة فإن لكل قطاع 16 قناة.

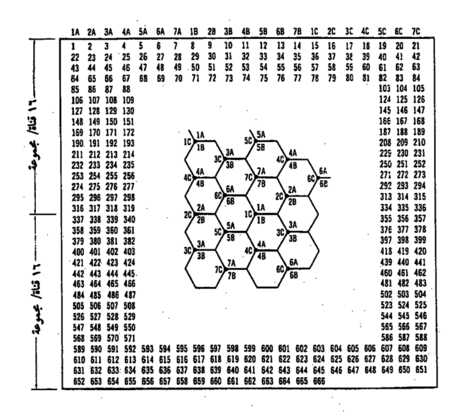
تخطط مواقع وحجوم القطاعات وفقاً لحالة حركة الاتصالات.يجب أن يخطط نظام السبع خلايا متقدماً كثيراً عن الحاجة.

لنفترض أنـه في قطاع معين ازدادت الحاجة إلى خلايا أكثر لتواجه شروطاً خاصـة من حركـة الاتصـال. لا يستـطيع النظام الخلوي بدون انقسام الخلية أو المشاركة في القناة (كما في الفصل الثامن) أن يخدم أكثر من 16 مشتركاً في قطاع في نفس الوقت.

يستطيع نظام القفز الترددي أن يخدم حتى 333 مشتركاً إلا أن أداءه يضعف بوجود 333 مشتركاً في القطاع منه بوجود 16 مشتركاً في القطاع . وهذا بسبب حدوث

التداخل الشديد في نسبة الطرف القريب إلى الطرف البعيد في نظام القفز الترددي دائماً.

والحل المعقول هو أن نضع نفس الأقنية (333) في كلا النظامين. وعندئذ يحتاج النظام الخلوي بسبع خلايا إلى سبع خلايا بينما يحتاج نظام القفز الترددي إلى خلية واحدة فقط. بالإضافة لذلك فإن إعادة الاستخدام في نظام القفز الترددي كما في الشكل 5-11 يؤدي إلى زيادة التداخل كما ذكر في الفصل 5-4-2.



1A	2A	3A	4A	5A	6A	7A	1B	2B	3B	4B	5B	6B	7B	1C	2C	3C	4C	5C	6C	7C
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42
43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63
64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84
85	86	87	88															103	104	105
106	107	108	109															124	125	126
127	128	129	130															145	146	147
148	149	150	151															166	167	168
169	170	171	172															187	188	189
190	191	192	193															208	209	210
211	212	213	214															229	230	231
232	233	234	235															250	251	252
253	254	255	256															271	272	273
274	275	276	277															292	293	294
295	296	297	298															313	314	315
316	317	318	319															334	335	336
337	338	339	340															355	356	357
358	359	360	361															376	377	378
379	380	381	382															397	398	399
400	401	402	403															418	419	420
421	422	423	424															439	440	441
442	443	444	445															460	461	462
463	464	465	466															481	482	483
484	485	486	487															502	503	504
505	506	507	508															523	524	525
526	527	528	529															544	545	546
547	548	549	550															565	566	567
568	569	570	571															586	587	588
589	590	591	592	593	594	595	596	597	598	599	600	601	602	603	604	605	606	607	608	609
610	611	612	613	614	615	616	617	618	619	620	621	622	623	624	625	626	627	628	629	630
631	632	633	634	635	636	637	638	639	640	641	642	643	644	645	646	647	648	649	650	651
652	653	654	655	656	657	658	659	660	661	662	663	664	665	666						

الشكل 5-16 أ جدول ترتيب التردد

الترتيب الجديد للترددات (كامل الطيف)

الأرقام الغامقة تشير الى 21 قناة مراقبة حسب الجدول أ و ب على التتالي

New Frequency Managment (Full Spectrum)																				
Block A																				
1A	2A	3A	4A	5A	6A	7A	1B	2B	3B	4B	5B	6B	7B	1C	2C	3C	4C	5C	6C	7C
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42
43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63
64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84
85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100	101	102	103	104	105
106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125	126
127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143	144	145	146	147
148	149	150	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168
169	170	171	172	173	174	175	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189
190	191	192	193	194	195	196	197	198	199	200	201	202	203	204	205	206	207	208	209	210
211	212	213	214	215	216	217	218	219	220	221	222	223	224	225	226	227	228	229	230	231
232	233	234	235	236	237	238	239	240	241	242	243	244	245	246	247	248	249	250	251	252
253	254	255	256	257	258	259	260	261	262	263	264	265	266	267	268	269	270	271	272	273
274	275	276	277	278	279	280	281	282	283	284	285	286	287	288	289	290	291	292	293	294
295	296	297	298	299	300	301	302	303	304	305	306	307	308	309	310	311	312	667	668	669
670	671	672	673	674	675	676	677	678	679	680	681	682	683	684	685	686	687	688	689	690
691	692	693	694	695	696	697	698	699	700	701	702	703	704	705	706	707	708	709	710	711
712	713	714	715	716	X	X	X	X	991	992	993	994	995	996	997	998	999	1000	1001	1002
1003	1004	1005	1006	1007	1008	1009	1010	1011	1012	1013	1014	1015	1016	1017	1018	1019	1020	1021	1022	1023
313*	**314**	**315**	**316**	**317**	**318**	**319**	**320**	**321**	**322**	**323**	**324**	**325**	**326**	**327**	**328**	**329**	**330**	**331**	**332**	**333**

New Frequency Managment (Full Spectrum)																				
Block B																				
1A	2A	3A	4A	5A	6A	7A	1B	2B	3B	4B	5B	6B	7B	1C	2C	3C	4C	5C	6C	7C
334*	**335**	**336**	**337**	**338**	**339**	**340**	**341**	**342**	**343**	**344**	**345**	**346**	**347**	**348**	**349**	**350**	**351**	**352**	**353**	**354**
355	356	357	358	359	360	361	362	363	364	365	366	367	368	369	370	371	372	373	374	375
376	377	378	379	380	381	382	383	384	385	386	387	388	389	390	391	392	393	394	395	396
397	398	399	400	401	402	403	404	405	406	407	408	409	410	411	412	413	414	415	416	417
418	419	420	421	422	423	424	425	426	427	428	429	430	431	432	433	434	435	436	437	438
439	440	441	442	443	444	445	446	447	448	449	450	451	452	453	454	455	456	457	458	459
460	461	462	463	464	465	466	467	468	469	470	471	472	473	474	475	476	477	478	479	480
481	482	483	484	485	486	487	488	489	490	491	492	493	494	495	496	497	498	499	500	501
502	503	504	505	506	507	508	509	510	511	512	513	514	515	516	517	518	519	520	521	522
523	524	525	526	527	528	529	530	531	532	533	534	535	536	537	538	539	540	541	542	543
544	545	546	547	548	549	550	551	552	553	554	555	556	557	558	559	560	561	562	563	564
565	566	567	568	569	570	571	572	573	574	575	576	577	578	579	580	581	582	583	584	585
586	587	588	589	590	591	592	593	594	595	596	597	598	599	600	601	602	603	604	605	606
607	608	609	610	611	612	613	614	615	616	617	618	619	620	621	622	623	624	625	626	627
628	629	630	631	632	633	634	635	636	637	638	639	640	641	642	643	644	645	646	647	648
649	650	651	652	653	654	655	656	657	658	659	660	661	662	663	664	665	666	X	X	X
X	X	X	X	X	717	718	719	720	721	722	723	724	725	726	727	728	729	730	731	732
733	734	735	736	737	738	739	740	741	742	743	744	745	746	747	748	749	750	751	752	753
754	755	756	757	758	759	760	761	762	763	764	765	766	767	768	769	770	771	772	773	774
775	776	777	778	779	780	781	782	783	784	785	786	787	788	789	790	791	792	793	794	795
796	797	798	799																	

Bold face numbers indicate 21 control channels for Block A and Block B respectively

16-5-ب جدول ترتيب التردد لكامل الطيف

6-5 المردود الطيفي والخطط الخلوية :

يختلف المردود الطيفي عن مردود القناة. يُعرّف مردود القناة أنه أكبر عدد من الأقنية يمكن تأمينه على نطاق طيفي معين. يعرف المردود الطيفي أنه أكبر عدد من المكالمات يمكن تأمينه في منطقة معينة . يتعلق مردود القناة مباشرة بالمردود الطيفي في معظم الأنظمة. إلا أنه في الأنظمة الخلوية حيث يُعاد استخدام الأقنية مرات عديدة لايكون المردود الطيفي مساوياً لمردود القناة ، ولهذا يكون المردود الطيفي وليس مردود القناة هو المعلمة التي يؤمل زيادتها في النظام الخلوي.

إن تضييق عرض نطاق القناة أو زيادة عدد الأقنية ليس من الضروري أن يزيد المردود الطيفي. يُبنى المردود الطيفي في النظام الخلوي على عدد الأقنية في الخلية. يقدر عدد الأقنية في الأنظمة الخلوية التماثلية بـ 60 قناة تقريباً في الخلية الواحدة لعرض نطاق محدد بـ 25 م هـ بغض النظر عن عرض نطاق الأقنية الافرادية التي يمكن أن تكون 30 أو 15 أو 5 ك هـ .

ثبت أن خطط تراكب التغطية والتنوع تعطى مردوداً طيفياً أفضل. نقدم في هذا الفصل خطتين جديدتين لتحسين المردود الطيفي بأكثر من 60 قناة في الخلية . هاتان الخطتان هما أنظمة عرض نطاق القناة المتعدد وأنظمة الانحراف بثلث القناة. كما نقترح أيضاً خطة لتكامل الأنظمة الأربعة :

تراكب التغطية ، التنوع ، عرض نطاق القناة المتعدد والانحراف بثلث القناة للوصول الى أعلى مردود طيفي.

1-6-5 أنظمة عرض نطاق القناة المتعدد :

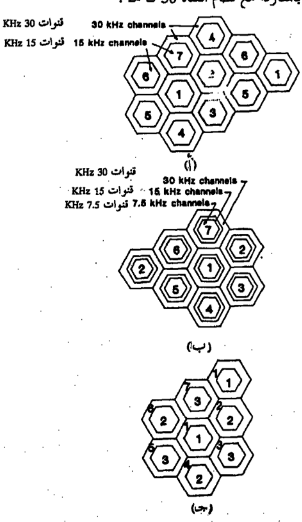
يمكن تنفيذ قيمتين أو ثلاث قيم مختلفة من عرض القناة لتحسين المردود الطيفي. يمكن أن يكون لكل خلية حلقتان أو ثلاث . تخصص الأقنية 30 ك هـ للحلقة الخارجية وتخصص القيم 15 أو 7.5 ك هـ للحلقتين الوسطى و/أو الداخلية.

تحسب مساحة كل حلقة من نظام الحلقتين بحيث تكون مساحتا الحلقتين متساويتين. يمكن تنظيم مساحة كل حلقة من نظام الحلقات الثلاث بحيث تفي بشروط الاتصال المطلوبة .

ترتكز فكرة تحسين المردود الطيفي باستخدام أنظمة عرض نطاق القناة المتعدد على الحقيقة التي تفيد أنه للوصول الى نفس نوعية الصوت تحتاج أنظمة عرض نطاق القناة 30 ك هـ الى نسبة حامل/تداخل أقل مما تحتاجه أنظمة عرض نطاق القناة 15 ك هـ . لنفترض أن القدرة المرسلة من موقع الخلية تبقى ثابتة دائماً ، عندئذ يمكن لعرض نطاق قناة 30 ك هـ أن يخدم خلية أكبر ، أما عرض نطاق

قناة 15 ك هـ فيمكن أن يخدم خلية أصغر نسبياً . بما أن عرض نطاق قناة 30 ك هـ يحتاج الى نسبة أقل من الحامل/التداخل فإنه يمكن التسامح بسوية أعلى من التداخل وينتج بالتالي نسبة أقل من D/R (نسبة تباعد الخلية الواحدة الى نصف قطر الخلية) .

يتطلب عرض نطاق القناة 15 ك هـ الى نسبة أعلى نسبياً من الحامل/التداخل ولهذا يسمح لسوية تداخل أقل ، وبالتالي الى نسبة أعلى من D/R. وكلما زادت النسبة D/R ازداد عدد نماذج خلايا اعادة استخدام التردد. لهذا يحتاج نظام القناة 15 ك هـ الى عدد أكبر من الخلايا ذات القطر الأصغر لتغطية مساحة معيّنة بالمقارنة مع نظام القناة 30 ك هـ .



الشكل 5-17 أنظمة عرض نطاق القناة المتعدد

ا – نظام قناتين ، ب – نظام ثلاث أقنية ، جـ – نظام مختلط بتركيب خطة قناتين مع خطة تراكب التغطية .

ـ متطلبات نسبة الحامل الى التداخل :

من التجارب الموضوعية لنوعية الصوت في الأنظمة الخلوية التماثلية الحالية نجد أن متطلبات نسبة الحامل/التداخل (C/I) هي :

$\frac{C}{I} \geq 18$ ديسيبل (عرض نطاق قناة 30 ك هـ)

$\frac{C}{I} \geq 24$ ديسيبل (عرض نطاق قناة 15 ك هـ) 1-6-5

$\frac{C}{I} \geq 30$ ديسيبل (عرض نطاق قناة 7.5 ك هـ ضمن نصف قطر خلية 1 ميل)

ـ مناطق تخصيص عرض نطاق الأقنية المختلفة :

لنفترض أن نصف قطر الخلية في نظام عرض نطاق قناة بحلقتين هو R_0 وأن الحلقة الخارجية تخدم بأقنية 30 ك هـ والحلقة الداخلية تخدم بأقنية 15 ك هـ (شكل 7-5 أ). للحفاظ على متطلبات النسبة $\frac{C}{I}$ المذكورة في المعادلة 5-6-1 يمكن ايجاد حجم الحلقة الداخلية (R_1) كما يلي :

$$-24 + 18 = 40 \log\left(\frac{R_1}{R_0}\right) \qquad 2\text{-}6\text{-}5$$

في حالة ميل خسارة مسار مقداره 40 ديسيبل/العقد. من المعادلة 5-6-2 يمكن تحديد R_1 على الشكل :

$$R_1 = 0.70R_0 \qquad 3\text{-}6\text{-}5$$

يتم الحصول على مساحة الحلقة الداخلية A_1 كجزء من المساحة الكلية للخلية A_0 كالآتي :

$$A_1 = \pi R_1^2 = 0.49A_0 \qquad 4\text{-}6\text{-}5$$

في أنظمة عرض نطاق ثلاث أقنية تشكل ثلاث حلقات في الخلية (الشكل 17-5 ب). تخدم الحلقة الخارجية بأقنية 30 ك هـ والوسطى بأقنية 15 ك هـ والداخلية بأقنية 7.5 ك هـ .

يُعبّر عن العلاقة بين نصف قطر الخلية R_0 ونصف قطر الحلقة الداخليـة R_2 على اساس متطلبات النسبة $\frac{C}{I}$ المبيّنة في المعادلة 5-6-1 على الشكل :

$$-30 + 18 = 40 \log\left(\frac{R_2}{R_0}\right). \qquad 5\text{-}6\text{-}5$$

تُحل المعادلة 5-6-5 على الشكل :

$$R_2 = 0.5R_0 \qquad 6\text{-}6\text{-}5$$

وتكون مساحة الحلقة الداخلية :

$$A_2 = \pi R_2^2 = 0.25A_0 \qquad 7\text{-}6\text{-}5$$

توزيع الأقنية :

نفترض أنه في أنظمة عرض نطاق قناتين أن عدد الأقنية في كل حلقة مساوياً تقريباً للآخر :

$$\frac{2}{3} \times \frac{12.5\ \text{MHz}}{30\ \text{kHz}} + \frac{1}{3} \times \frac{12.5\ \text{MHz}}{15\ \text{kHz}} = 277 + 277 \qquad 8\text{-}6\text{-}5$$

عدد الأقنية الكلي = 555 .

بالاستناد الى نموذج اعـادة الاستخدام ذي الخلايـا السبع (k=7) فإن عـدد الأقنية في الحلقة في كل خلية هو :

39 قناة/خلية (أقنية 30 ك هـ في الحلقة الخارجية)

39 قناة/خلية (أقنية 15 ك هـ في الحلقة الداخلية)

في أنظمة عرض نطاق ثلاث أقنية تكون كثافة الاتصـال في الحلقـة الداخليـة أعلى منها في الحلقة الخارجية لـذا يمكـن استخدام هـذا النظـام . ويمكـن التعبـير عـن احدى طرق توزيع الأقنية بالشكل :

$$\frac{1}{3} \times \frac{12.5\ \text{MHz}}{30\ \text{kHz}} + \frac{1}{3} \times \frac{12.5\ \text{MHz}}{15\ \text{kHz}} + \frac{1}{3} \times \frac{12.5\ \text{MHz}}{7.5\ \text{kHz}} \qquad 9\text{-}6\text{-}5$$

$$= \underset{(30\ \text{kHz})}{138} + \underset{(15\ \text{kHz})}{227} + \underset{(7.5\ \text{kHz})}{555}$$

ويكون عدد الأقنية في الحلقة في كل خلية هو :

20 قناة/خلية (أقنية 30 ك هـ في الحلقة الخارجية)

39 قناة/خلية (أقنية 15 ك هـ في الحلقة الوسطى) 10-6-5

79 قناة/خلية (أقنية 7.5 ك هـ في الحلقة الداخلية)

النظام المختلط (تكامل خطة تراكب التغطية مع نظام عرض نطاق القناة المتعدد) :

نحتاج في خطة تراكب التغطية (k=3/k=7) الى تخفيض القدرة في منطقة التراكب (الحلقة الداخلية) للحفاظ على النسبة D1/R1 مساوية لـ 4.6 (حيث D1 المسافة بين حلقتي القناة الواحدة في خليتين مختلفتين ، R_1 نصف قطر الحلقة الداخلية). ومع هذا تخفض النسبة D1/R0 الى الثلث (R0 نصف قطر الخلية). في نظام تراكب التغطية هذا يجب تخفيض قدرة الحلقة الداخلية بمقدار 6 ديسيبل (أو الى الربع) بالنسبة لقدرة الحلقة الخارجية. لهذا يصبح نموذج اعادة استخدام القناة ثلاثة (k=3) في الحلقة الداخلية وتبقى k=7 في الحلقة الخارجية.

يمكن ايجاد نصف قطر الحلقة الداخلية R_1 من الشرطين التالين :

$$\frac{D_1}{R_1} = 4.6$$

$$\frac{D_1}{R_0} = 3$$

أو

$$K = \frac{(D_1/R_0)^2}{3} = 3$$ للحلقة الداخلية.

ومنه

$$R_1 = 0.65\, R_0 \qquad 11\text{-}6\text{-}5$$

بمقارنة المعادلة 5-6-11 مع المعادلة 5-6-3 نرى أنّ المساحة التي يخدمها نظام عرض نطاق قناتين أو نظام تراكب التغطية متماثلة تقريبا. تشجع هذه النتيجة استخدام خطة تراكب التغطية على نظام عرض نطاق القناتين (انظر الشكل 5-17 جـ).

من المعادلة 5-6-8 نرى أن عـدد الأقنيـة في الخليـة بالنسـبة للحلقـة الخارجيـة يبقى نفسه :

12-6-5 277 قناة/7 خلايا = 39 قناة/خلية

تشـير الأرقـام 1-7 الى سبع مجموعـات أقنيـة مختلفـة مسـتخدمة في الحلقـة الخارجية كما هو مبين في الشكل 5-17 جـ .

من المعادلة 5-6-8 نرى أن عدد الأقنية في الخلية للحلقة الداخلية هي :

13-6-5 277 قناة/3 خلايا = 92 قناة/خلية

تُشـير الأرقـام 1-3 الى ثـلاث مجموعـات أقنيـة مختلفـة مستخدمة في الحلقـة الداخلية كما هو مبين في الشكل 5-17 جـ .

تقويم : في النظام الخلوي الحالي (k=7) يبلغ عدد الأقنية في الخلية 57 قناة. يستخدم هذا الرقم لمقارنة هذا النظام مع الأنظمة الأخرى. بنيـت حسـابات السـعة التوصيليـة على الافتراضات التالية :

1 – النطاق الكلي للتردد للأقنية باتجاهين = 25 م هـ

2 – احتمال عدم النفاذ =1٪ – 10٪

3 – زمن الربط (المخابرة) =100 ثانية

يقارن الشكل 5-18 السعة التوصيلية (مبنيـة علـى نمـوذج ارلنـغ B) للخطـط الأربع التالية :

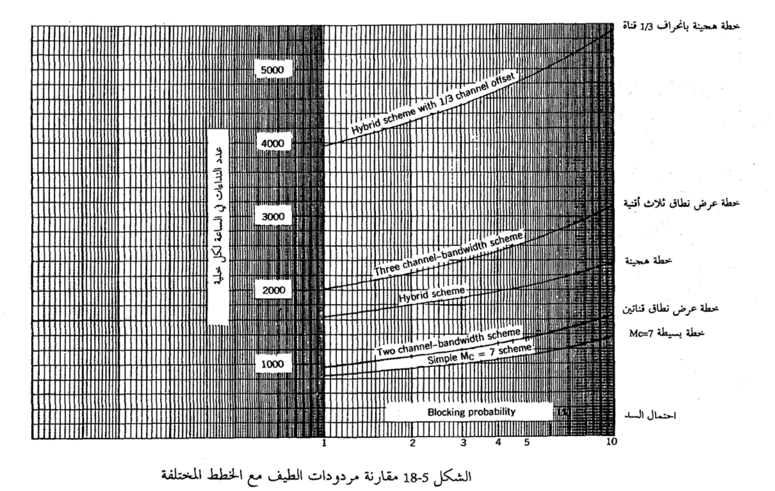
1 – الخطط الحاضرة K = 7

2 – خطة عرض نطاق قناتين

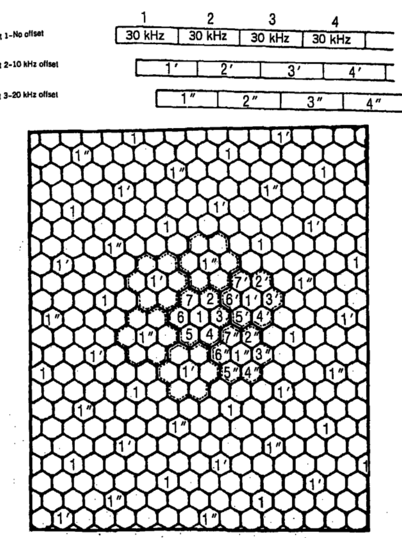
3 – خطة عرض نطاق ثلاث أقنية

4 – نظام مختلط (عرض نطاق قناتين مع نظام تراكب التغطية).

يُري النظام المختلط تحسناً ملحوظاً في الطيف بين جميع الأنظمة ماعدا خطـة عرض نطاق الثلاث أقنية. تحتاج خطة عرض نطاق الثلاث أقنية الى استخدام صيغـتي ومعدلي تشوير مختلفين وهذا مايعقد النظام. وبعد كل ذلك فـإن خطـة عـرض نطـاق الثلاث أقنية هي خطة مثالية من بعيد أو قريب.



الشكل 5-18 مقارنة مردودات الطيف مع الخطط المختلفة



الشكل 5-19 نظام الانحراف بثلث القناة (k=7)

2-6-5 خطة الانحراف بثلث القناة :

عند حرف كل قناة بمقدار ثلث عرض نطاقها يمكن تخصيص الأقنية المحروفة الى الخلايا ذات القناة الواحدة المتجاورة كما هو مبين في الشكل 5-19. نتيجة لذلك، تكون الخلايا ذات القناة الواحدة المحيطة بالخلية المركزية ذات أقنية محروفة مختلفة. يقل تداخل القناة الواحدة في هذه الخطة لسببين :

1 - تقل طاقة تداخل القناة الواحدة في كل قناة.

2 - تقل مفهومية اللغط من الخلايا ذات القناة الواحدة بشكل كبير.

يمكن استخدام خطة الانحراف بثلث القناة في النظام الحـالي (k=7) ويمكنهـا أكثر من ذلك تخفيض العدد k الى أقل من سبعة. تعرض الطريقة التالية كيفية تخفيـض العدد k من 7 الى 4 باستخدام هذه الخطة.

تقدير الفاصل بين الخلايا ذات القناة الواحدة :

العلاقة العامة لاستنتاج k=7 في النظام هي :

$$\frac{c}{I} = \frac{c}{\sum_{i=1}^{3}(I_i' + I_i'')} \geq 18 \text{ dB} \qquad 14\text{-}6\text{-}5$$

حيث I_i' و I_i'' هما حدا التداخل من القناتين المنحرفتين الأخريين على التتالي. أما العلاقة بين تداخل القناة المنحرفة I_i'] و I_i'' وتداخل القناة الواحدة I_i فهي :

$$I_i' = \alpha_i' I_i \qquad 15\text{-}6\text{-}5$$
$$I_i'' = \alpha_i'' I_i$$

حيث α_i' , α_i'' هما معاملا تحسين قناة الانحراف في تخفيض التداخل.

بتعويض المعادلة 5-6-15 في المعادلة 5-6-14 نحصل على :

$$\frac{c}{I} = \frac{c}{\sum_{i=1}^{3}(\alpha_i' + \alpha_i'')I_i} \geq 18 \text{ dB} \qquad 16\text{-}6\text{-}5$$

من الشكل 5-19 نجد أن التداخل يأتي من مجموعتي أقنية منحرفة :

$I_i' = 0.333 I_i$ (تداخل من أقنية منحرفة بمقدار 20 ك هـ عن الآقنية المرغوبة)

$I_i'' = 0.666 I_i$: (تداخل من أقنية منحرفة بمقدار 10 ك هـ عن الآقنية المرغوبة)

ومنه يمكن الاستنتاج من المعادلة 5-6-16 :

$$\frac{c}{3(0.333 + 0.666)I_i} \geq 18 \text{ dB} \qquad 17\text{-}6\text{-}5$$

أو

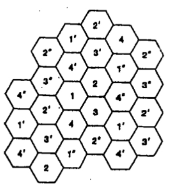
$$\frac{C}{3I_i} \geq 63$$

ومنه

$$\left(\frac{D}{R}\right)^4 = 189$$

أو

$$D = 3.71R \qquad 18\text{-}6\text{-}5$$



الشكل 5-20 نظام الانحراف بثلث القناة (k=4)

التشكيل المبني على خطة الانحراف بثلث القناة :

بما أن $\frac{D}{R} = \sqrt{3K}$

فإن

$$K = 4.58 \qquad 5\text{-}6\text{-}19$$

وهكذا فإن نموذج اعادة استخدام القناة قد خفض من $K = 7$ الى $K = 4$.

تُنفذ ثلاثة قطاعات في كل خلية بحيث يمكن استخدام $K = 4$ بـدون احـداث تداخل ملحوظ. يبين الشكل 5-20 تخفيض الاقنية.

5-6-3 تطبيق على نظام مختلط :

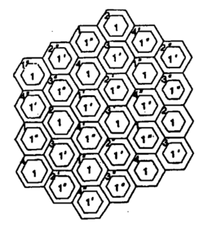
يمكن تكامل الخطتين الرئيستين اللتين قدمتا في هـذا الفصـل في نظـام مختلـط مؤلف من ثلاث خطط : عرض نطاق قناتين ، تراكب التغطية والانحراف بثلث القناة . يظهر الأداء كالتالي :

يستخدم في الحلقة الخارجية نفس عدد الأقنية 30 ك هـ مثلما بين في الفصل 5-6-3. وبما أن k = 4 التي الحصول عليها باستخدام خطة الانحراف بثلـث القنـاة فإن عدد الأقنية في الخلية هو :

$$\frac{277 \text{ قناة } (30 \text{ ك هـ})}{4 \text{ خلايا}} = 68 \text{ قناة/خلية}$$

تستخدم في الحلقة الداخلية خطتي تراكب التغطية والانحراف بثلث القناة ويكون عدد الأقنية في الخلية هو :

$$\frac{277 \text{ قناة } (15 \text{ ك هـ})}{2 \text{ خلايا}} = 137 \text{ قناة/خلية}$$



الشكل 5-21 نظام مختلط يضم خطط عرض نطاق قناتين مع تراكب تغطية وانحراف بثلث القناة.

يظهر في الشكل 5-21 زيادة المـردود الطيفـي باستخدام النظام المختلط ، وعرضت هذه الزيادة في الشكل 5-18 . عند تنفيذ الاستقبال بتنوع الفروع المتعـددة عند موقع الخلية يمكن تحسين المردود الطيفي أكثر.

المراجع

REFERENCES

1. Ehrlich, N., R. E. Fisher, and T. K. Wingard, "Cell Hardware," *Bell Sys. Tech. J.* 58 (Jan. 1979): 153–200.
2. Lee, W. C. Y., "Elements of Mobile Cellular System," *IEEE Trans. Veh. Tech.* (May 1986):
3. Spilker, J. J., Jr., *Digital Communicating by Satellite* (Prentice Hall, 1977): 214.
4. Ibid., 226.
5. Ibid., 230, 240.
6. Cooper, G. R., and R. W. Nettleton, "A Spread Spectrum Technique for High Capacity Mobile Communications," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-27 (Nov. 1978): 264–275.
7. Goodman, D. J., P. S. Henry, and V. K. Prabhu, "Frequency Hopped Multilevel FSK for Mobile Ratio," *Bell Sys. Tech. J.* (Sept. 1980): 1257–1275.
8. Lee, W. C. Y., "Mobile Cellular System."
9. MacDonald, V. H., "The Cellular Concept," *Bell Sys. Tech. J.* 58 (Jan. 1979): 15–42.
10. Lee, W. C. Y., "New Cellular Schemes for Spectral Efficiency," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-36 (Nov. 1987): 188–192.
11. Lee, W. C. Y., "Spectrum Efficiency: A Comparison between FM and SSB in Cellular Mobile Systems," presented to the FCC (Washington, DC, Aug. 2, 1985; a condensed version appeared in *Telephony*, pp. 82–92, Nov. 11, 1985).
12. Swerup, J., and J. Uddenfeldt, "Digital cellular," *Personal Commun. Tech.* (May 1986): 6–12.
13. Lee, W. C. Y., "Narrowbanding in Cellular Mobile Systems," *Telephony*, pp. 44–46, (Dec. 1986).
14. J. F. Whitehead, "Cellular Spectrum Efficiency via Reuse Planning," *35th IEEE Vehicular Technology Conference Record* (Boulder, CO, 1985): 16–20.
15. Yeh, Y. S., and D. O. Reudink, "Efficiency Spectrum Utilization for Mobile Radio System Using Space Diversity," *IEEE Trans. Commun.* COM-30 (Mar. 1982): 447–455.

6 ـ معلمات التصميم في محطة القاعدة

1-6 مواقع الهوائيات.
2-6 المباعدة بين الهوائيات وارتفاعها.
3-6 تشكيلات الهوائيات.
4-6 بيئة الضجيج.
5-6 تحويلات القدرة وشدة الحقل .

1-6 مواقع الهوائيات

من الصعب انتقاء موقع أمثل لهوائي محطة القاعدة. أولاً لا تبدي تغطية شدة الاشارة على مسافة 13 كم (8 أميال) مثلاً من محطة القاعدة نمطاً منتظماً. ينتج هذا النمط غير المنتظم عن عدم انتظام هيئة التضاريس. والأمر الآخر المهم هو تجنب التداخل. لهذا يجب أن يأخذ موقع هوائي محطة القاعدة بعين الاعتبار تغطيته وتداخله مع المحطات الاخرى. في النظام الواسع يجب أن لا يؤخذ بعين الاعتبار موقع محطة قاعدة واحدة فقط بل جميع مواقع محطات القاعدة الفعالة في نفس الوقت. وذلك لأن جميع مواقع محطات القاعدة المنتقاة لتفي بهذين المطلبين متعلقة مع بعضها بشدة. إذا حركت احدى محطات القاعدة إلى موقع آخر فإن مواقع محطات القاعدة الأخرى تتأثر.

توجد عدة خطوات لانتقاء موقع محطة قاعدة:

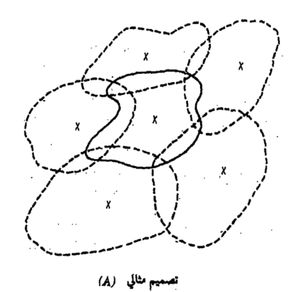
1- اولاً القرار عن سوية الاستقبال عند حد الخلية. ويبنى هذا على أساس خصائص المرسل/ المستقبل المتنقل والأداء المطلوب. لنفترض أن سوية (-100 dBm) هي المطلوبة عند حد تغطية الخلية. عندئذ يمكن تحديد حجم الخلية وفق القدرة المعطاة وارتفاع الهوائي وربح الهوائي وشكل تضاريس المنطقة. مثال ذلك باستخدام الشروط المعطاة في القسم 2-3-6 لمنطقة ضواحي يكون نصف قطر الخلية 16 كم (10 ميل) لسوية استقبال (-100dBm) .

2- انتق موقعاً حيث تتوفر الأرض عادة كانتقاء أولي لمحطة القاعدة.

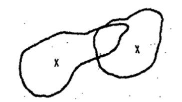
3- اتبع نموذج التنبؤ عن خسارة المسار الجديد للتنبؤ من نقطة إلى نقطة. ترسم اكفة تساوي الشدة على المخطط بالاستناد إلى التعليمات المبينة في الفصل 2-4 .

4- اختر مواقع اخرى وارسم اكفة تساوي الشدة لها لسوية (-100 dBm) يجب أن يكون لأكفة تساوي الشدة لجميع المواقع نفس الأجزاء المتراكبة تقريباً كما هو مبين في الشكل 6-1 أ.

5- تجنب حالة اكفة تساوي الشدة المبينة في الشكل 6-1 ب.



تصميم مثالي (A)



تصميم غير مرغوب (B)

الشكل 6-1 تصميم موقع الخلية.

بعض الارشادات لانتقاء موقع هي:

1- لا تنتقي بقعة مرتفعة (انظر الشكل 6-2 أ)، وذلك:

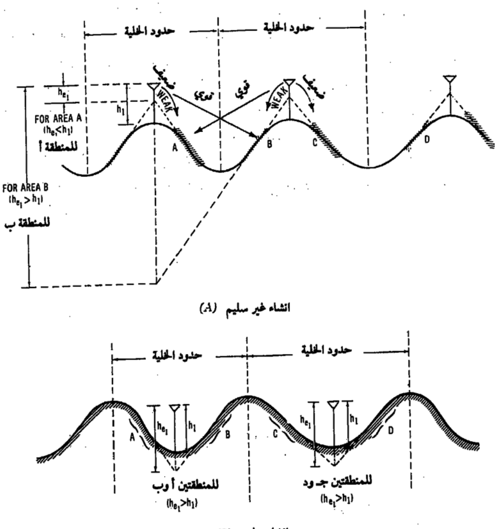
أ) لتجنب التداخل مع الخلايا الأخرى

ب) لتجنب اضعاف شدة الاشارة في خليتها.

2- الحل: حاول انتقاء بقعة منخفضة ولكن زد ارتفاع هوائي محطة القاعدة (انظر الشكل 6-2 ب).

2-6 مباعدة الهوائيات وارتفاعها

في بيئة الراديو المتنقل الحقيقية يكون خفوت المسارات المتعددة وخسارة المسار المتزايدة هما المؤثران الرئيسيان اللذان يجعلان اتصالات الراديو المتنقل صعبة جداً. في محطة القاعدة تستخدم انظمة التنوع لتقليل الخفوت وترفع الهوائيات لزيادة سوية

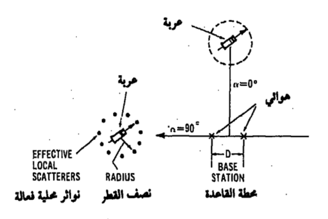


انشاء غير سليم (A)

انشاء سليم (B)

الشكل 6-2 قاعدة انشاء هوائيات محطة القاعدة في منطقة تلال

استقبال الاشارة. في الفصل 3-4-2 توجد أنظمة تنوع كثيرة بامكانها تقليل الخفوت. ومن بينها التنوع الفراغي وله ميزة عظمى على الأنظمة الاخرى. لا يستخدم التنوع الفـراغي طيفا ترددياً اكبر من مجرد عرض نطاق القناة. إضافة لذلك إذا تضمّن التنوع فرعتين فإن كلًا من شدتي الاشارتين المستقبلتين أعلى بمقدار 3 ديسيبل من اشارة التنوع الاستقطابي أو الترددي. إلا أن سيئة استخدام نظام التنوع الفراغي هي حاجتـه إلى فاصـل فراغي كاف. يتحـدد الفـاصل الفراغي من معامل الارتباط لاشارتين خافتتين استقبلتا بهوائيي استقبال محطة القاعدة. يجب أن تأتي معاملات الارتبـاط من غلافي خفـوت مختلفـين. كلما كان الفـاصل أوسع انخفض معامل الارتباط، أي قل تشابه تغيرات الاشارتين الخافتتين. عند ضم اشارتين خافتتين بمعامل ارتباط منخفض تقل التأثيرات الضارة للخفوت. يبين الشكل 6-3 آلية انتقاء فاصل محطة القاعدة. يبلغ نصف قطر الناثر الفعال حول الوحدة المتنقلة المبينة في الشكل 6-3 حوالي (λ100) مثلما ذكر في الفصل 4-7. تصل الأمواج المنثورة إلى هوائي محطة القـاعـدة من منطقة الناثر الفعال. تتشكل منطقة الناثر الفعال حيثما تكون الوحدة المتنقلة.



الشكل 6-3 توجيه الهوائي في محطة القاعدة

6-2-1 الاعتماد على توجيه الهوائي

تستقبل الأمواج المرسلة من وحدة متنقلة على بعد عدة أميال وبزاية α (كما هو مبين في الشكل 6-3) بهوائيي محطة القاعدة بعد انتشارها خلال نوائر مختلفة في الوسط. يعتمد الفرق بين معاملات الارتباط لاشارتين خافتتين على الفاصل بين الهوائيين واتجاه الزاوية α . يمكن ان نستنتج بالحدس المنطقي انه بالامكان الحصول، في حالة الجانب المعترض، على معامل ارتباط اخفض منه في الحالة المباشرة بفاصل هوائي معين ذلك لأن الاشارتين الخافتتين المستقبلتين تميلان للتماثل في الحالة المباشرة. تصل الاشارات الخافتة المستقبلة بهوائيي محطة القاعدة في الحالة المباشرة إلى الهوائي الأول من نفس مسار الانتشار، والسبب الوحيد في خفض عاملي ارتباط هاتين الاشارتين اللتين تم الحصول عليهما من هوائيي محطة القاعدة هو أن الاشارة تنتشر مسافة اضافية لتصل إلى الهوائي الثاني نتيجة للفاصل.

6-2-2 الاعتماد على ارتفاع/ فاصل الهوائي

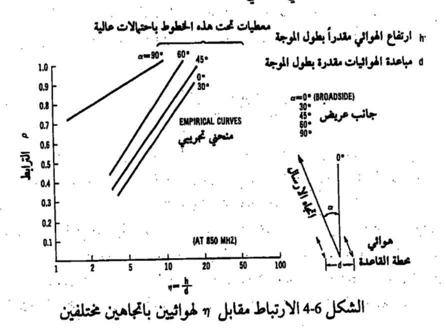
يتحدد فاصل الهوائي المطلوب من بيانات معامل الارتباط. يمكن الحصول على معاملات الارتباط لاشارتين خافتتين بتجريب ارتفاعات مختلفة للهوائي وفواصل هوائي مختلفة. تقترح معلمة جديدة η وهي على الشكل التالي:

$$\eta = \frac{\text{antenna height}}{\text{antenna separation}} = \frac{h}{d} \qquad \text{6-2-1}$$

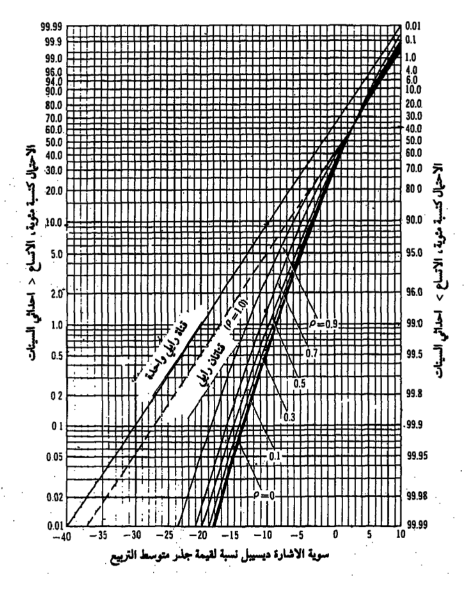
يبين الشكل 6-4 رسم معاملات الارتباط التجريبية في منطقة ضواحي مع المعلمة الجديدة η عند التردد 850 م هـ ولزوايا توجيه مختلفة تقع جميع البيانات المقيسة تحت منحني تجريبي مع احتمال عال لكل حالة من زوايا التوجيه. لكل قيمة من قيم η تكون قيم معامل الارتباط دائماً أصغر في حالة الجانب المعترض ($\alpha = 0°$) منها في باقي الحالات. وتكون أعلى قيم معامل الارتباط في الحالة المباشرة ($\alpha = 90°$). بتخفيض معامل الارتباط ρ تنخفض قيمة η كما هو مبين في (الشكل 6-4) . تكون معاملات الارتباط التجريبية في منطقة المدن بالنسبة للمعلمة η أقل بكثير من تلك

في منطقة الضواحي، وذلك لكثرة تواجد النواثر على طول المسار بين الوحدة المتنقلة ومحطة القاعدة في منطقة المدن. تميل معاملات الارتباط لاشارتين مستقبلتين بهوائيي محطة قاعدة في منطقة المدن إلى الانخفاض. يمكن الوصول إلى تخفيض خفوت الاشارة في بيئة خفـوت رايلي باستخدام انظمة التنوع. إن معامل ارتباط حتى قيمة 0,7 بين فرعتي تنوع النسبة الـعـظمـى يؤدي إلى ربـح كبـير في تخفـيض خفـوت الاشـارة. يبـين الشكل 6-5 أداء $\rho = 0.7$ بالمقارنة مع قيم أخرى لـ ρ . النسبة المئوية المبينة في الشكل 6-5 تعني النسبة المئوية من الاشارة تحت سويتها المقابلة بالديسيبل. سوف تظهر بعض أرقام النسب المئوية في هذا الفصل. عند السوية ـ 10 ديسيبل بالنسبة لقيمة جذر متوسط التربيع يقل الخفوت من9.5% عند $\rho = 1.0$ أي في حالة عدم وجود تنوع إلى 1,3% عند $\rho = 0.7$ ثم إلى 0,5% عند $\rho = 0$. تشجع هذه الملاحظة على استخدام $\rho = 0.7$. بما أن التحسن الكبير في الأداء يظهر من $\rho = 1.0$ إلى $\rho =$ 0.7 فإن تحسناً طفيفاً نسبياً يظهر من $\rho = 0.7$ إلى $\rho = 0$ لهذا تم انتقاء $\rho = 0.7$ لجدوى كلفتها في تحقيق مباعدة فيزيائية للهوائي وهذا مبين في المثال التالي.

تعطى $\rho = 0.7$ عندئذ $\eta = 11$ ، وتعطى $\rho = 0.125$ عندئذ $\eta = 2$ لحالة الجانب المعترض. إذا كان ارتفاع الهوائي 30 م (100 قدم) فبوجود قيم مختلفة من η يمكن تحديد مباعدة الهوائي كما يلي:



الشكل 6-4 الارتباط مقابل η لهوائيين باتجاهين مختلفين



الشكل 6-5 أداء مضمام بفرعتي نسبة عظمى مع معاملات ارتباط مختلفة بين الفروع .

$$d = \frac{h}{\eta} = \frac{100 \text{ ft}}{11} = 9 \text{ ft} \qquad (\rho = 0.7)$$

$$= \frac{100 \text{ ft}}{2} = 50 \text{ ft} \qquad (\rho = 0.125)$$

يشير المثال السابق إلى مباعدة هوائي مقدارها (9 قدم) من أجل $\rho = 0.7$ و 15 متر (50 قدم) من أجل $\rho = 0.125$. لهذا فإن تخفيض η يجعل مباعدة الهوائي d أكبر. من الشكل 6-5 نجد أن نسبة الاشارة تحت ـ 10 ديسيبل هي 1,3% عند $\rho = 0.7$ وحوالي 0,52% عند $\rho = 0.2$. بجمع المعلومات المشاهدة من الشكل 6-4 والشكل 6-5 نجد أنه عند ارتفاع الهوائي 30 م (100 قدم) تكون 1,3% من الاشارة تحت سوية ـ 10 ديسيبل إذا كانت مباعدة الهوائي 9 أقدام و 0,52% من الاشارة الكلية تحت سوية ـ 10 ديسيبل إذا كانت مباعدة الهوائي 50 قدماً. جلي انه عند زيادة مباعدة الهوائي من 9 قدم إلى 50 قدم يبذل جهد كبير والتحسن غير مميز. لهذا يقترح الأخذ بمباعدة قدرها 9 قدم عند ارتفاع هوائي 100 قدم. يمكن تحديد مباعدة الهوائي أيضاً لارتفاعات هوائي مختلفة مع بقاء نفس القيمة لـ η

$$d = \frac{h}{\eta} = \frac{150 \text{ ft}}{11} = 13.6 \text{ ft} \qquad (\text{for } h_1 = 150 \text{ ft})$$

$$= \frac{100 \text{ ft}}{11} = 9 \text{ ft} \qquad (\text{for } h_1 = 100 \text{ ft})$$

يشير المثال السابق إلى أنه كلما ازداد ارتفاع الهوائي توسع الفاصل. يكون ارتفاع الهوائي h المستخدم في المعادلة 6-2-1 عادة هو الارتفاع الفعال للهوائي، وهذا يعني بالرغم من أن ارتفاع الهوائي الحقيقي هو 30 م (100 قدم) فإن الارتفاع الفعال الآني للهوائي يمكن أن يكون أطول أو أقصر من الطول الحقيقي وفقاً لأكفة تساوي التضاريس بين محطة القاعدة والوحدة المتنقلة في الزمن الحقيقي. وضح الارتفاع الفعال الآني للهوائي في الفصل 2-4.

من أجل ارتفاع حقيقي للهوائي مقداره 30 م (100 قدم) كان الفاصل المطلوب بين هوائيي استقبال لحالة الجانب المعترض هو 3 م (9 قدم) على أساس $\eta = 11$. بما أن درجة تقليل الخفوت باستخدام التنوع تعتمد على الارتفاع الفعال للهوائيين

والفاصل بينهما وليس على الارتفاع الحقيقي لهما فقد وجد أنه عندما يكون الارتفاع الفعال للهوائي منخفضاً وليكن 15 م (50 قدم) والفاصل يبقى نفسه 3 م (9 قدم) فإن 5.5 = η تكافىء معامل الارتباط ρ ويتبين من منحني الشكل 6-4 أن 0.4= ρ، وكلما صغر معامل الارتباط كلما تحسن اداء التنوع. في الحقيقة عندما ينخفض الارتفاع الفعال للهوائي تنخفض سوية اشارة الاستقبال، مثال ذلك يمكن ايجاد انخفاض سوية الاستقبال لارتفاع فعال للهوائي 15 م (50 قدم) بالمقارنة مع الارتفاع الحقيقي للهوائي 30 م (100 قدم) من المعادلة 2-3-21 على الشكل:

ربح ارتفاع الهوائي = 20 لغ $_{10}$ 100 /50 = -6 ديسيبل (خسارة).

في هذه الحالة تنخفض الاشارة بمقدار 6 ديسيبل ولكن فائدة التنوع تتحسن عندما تتناقص p من 7,. إلى 4,. (انظر الشكل 6-5). من ناحية اخرى إذا ازداد الارتفاع الفعال للهوائي إلى 60 م (200 قدم) عندئذ ينتج ربح ارتفاع هوائي مقداره:

ربح ارتفاع الهوائي = 20 لغ $_{10}$ 200 / 100 = 6 ديسيبل (ربح).

في هذه الحالة تصبح قيمة η

$$\eta = \frac{200}{9} = 22$$

يمكن الحصول على معامل الارتباط p لقيمة 22 = η من الشكل (6-4) وهي 0.9 = ρ والتي تقلل تحسن التنوع.

لهذا عندما يزداد الارتفاع الفعال للهوائي يزداد ربح ارتفاع الهوائي ويزداد معه معامل الارتباط، أي تقل فائدة التنوع، وبهذا فإن الارتفاع الفعال للهوائي وفائدة التنوع الفراغي يساعدان احدهما الآخر في الحقيقة.

في الحالة المباشرة ($\alpha = 90°$) تكون قيمة $\eta = 1$ لمعامل ارتباط 0.7 (انظر الشكل 6-4) وهذا يعني أن الفاصل المطلوب بين هوائيي الاستقبال هو نفس ارتفاع الهوائي فإذا كان ارتفاع الهوائي 30 م (100 قدم) فإن الفاصل هو 100 قدم أيضاً. في الحقيقة يستحيل تحقيق فاصل 100 قدم بين هوائيي استقبال بارتفاع 100 قدم. سيشرح الفصل 6-3 تشكيلات الهوائيات عملياً.

3-2-6 الاعتماد على التردد

عند تصميم وحساب مباعدة الهوائيات من أجل التنوع الفراغي في بيئة الراديو تستخدم نفس المنحنيات التجريبية المستخدمة للتردد 850 م هـ والمبينة في (الشكل 6-4) لإيجاد فاصل الهوائي لترددات اخرى.

$$d' = d\left(\frac{850}{f'}\right) \qquad 2\text{-}2\text{-}6$$

حيث f' التردد بالميغاهرتز. هذه العلاقة صحيحة من أجل $f \geq 30$ م هـ. إذا كانت f' هي 85 م هـ فإن مباعدة الهوائي المطلوبة d' تبلغ 10 مرات أكبر من مباعدة الهوائي المطلوبة d عند تردد 850 م هـ. فإذا كانت d هي 3 م (9 قدم) فإن d' تبلغ 30 م (90 قدم) وهي غير عملية كما هو واضح. لهذا فإن التنوع الفراغي لا ينصح به عند الترددات المنخفضة وخاصة عند محطة القاعدة لأن الفاصل الفيزيائي بين الهوائيين يصبح كبيراً بصورة غير عملية. عند المستقبل المتنقل يكون فاصل الهوائي المطلوب حوالي نصف طول الموجة وسيشرح ذلك في الفصل 7.

3-6 تشكيلات الهوائيات

تفصل هوائيات الارسال والاستقبال فيزيائياً عن بعضها لتأمين عزل اضافي، بالرغم من أن نطاق الارسال ونطاق الاستقبال بعيدان جداً عن بعضهما. وسوف يركز هذا الفصل على الهوائي الموجه وتشكيلة الهوائي المائل وتشكيلة التنوع.

1-3-6 الهوائيات الموجهة

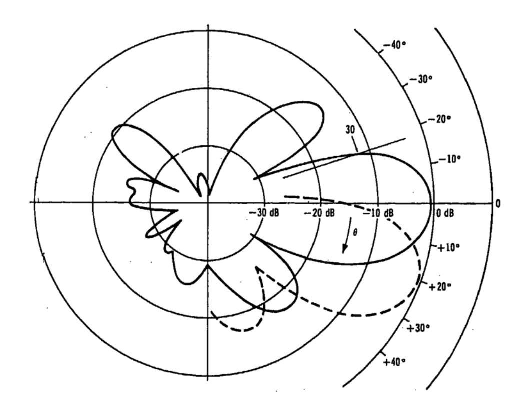
بالاضافة إلى استخدام نطاق العزل الترددي والفاصل الفراغي الفيزيائي لتخفيض تداخل الاشارة يمكن استخدام الهوائي الموجه لحذف التلوث الاشعاعي غير الضروري من مناطق معينة. في النظام الخلوي تستخدم الخلايا المجزأة المبينة في الشكل 5-16 لتخفيض تداخل القناة الواحدة. يمكن أن تتشكل كل خلية مجزأة

باستخدام ثلاثة هوائيات موجهة في موقع كل خلية، يمكن أن يخفض تداخل القناة الواحدة بأكثر من النصف لأن هذا التداخل يأتي من الخلايا الخلفية فقط وليس من الخلايا الأمامية. في معظم الحالات تستخدم الهوائيات غير الموجهة. يجب ان تكون تغطية شدة الاشارة من هوائي غير موجه دائرية الشكل منتظمة إذا كانت الارض منبسطة تماماً. إلا أنه في الحقيقة يصبح شكل التغطية دائماً دائرة متشوهة لأن الأرض ليست مستوية. في منطقة التلال يمكن أن تكون تغطية هوائي غير موجه على شكل يشبه شكل نجمة بحر غير منتظم. يمكن أن تكون القدرة المرسلة في بعض الاتجاهات مكثفة بحيث تسبب تداخلاً شديداً. عندئذ يمكن استخدام الهوائي الموجه لحذف القدرة المرسلة في بعض الاتجاهات وزيادتها في اتجاهات أخرى. في أنظمة الخلايا ذات الهوائيات غير الموجهة وبالرغم من استخدام هوائيات غير موجهة في معظم الأحيان (هوائي واحد لكل موقع خلية) فإنه يمكن استخدام هوائيات موجهة في خلايا معينة لضبط شكل التغطية لهذه الخلايا.

2-3-6 تشكيلة الهوائي المائل

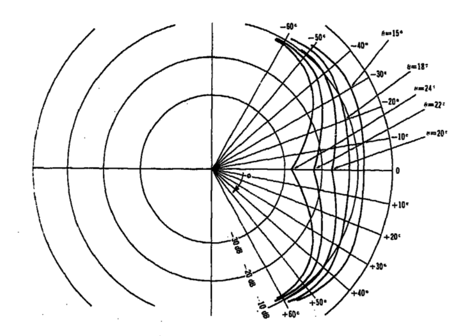
لكي تقع الاشارة في منطقة تغطية الخلية الخاصة بها ويقل تداخلها في الخلايا الاخرى ذات القناة الواحدة من المفيد إمالة نمط حزمة اشعاع الهوائي الموجه إلى أسفل بزاوية معينة. يبين الشكل 6-6 هوائياً نموذجياً ذا نمط أشعاع شاقولي. عندما يميل نمط الاشعاع إلى اسفل تضمحل شدة الحقل المستقبلة بوحدة متنقلة بعيدة. عندما يميل نمط الاشعاع الشاقولي للهوائي بزاوية معينة تتشكل سنة (ثلمة) (Notch) في مركز نمط الأشعاع الافقي، يبين الشكل 6-7 نمط الأشعاع الافقي للهوائي. تصبح الثلمة اكبر كلما ازدادت زاوية الميل. يمكن استخدام هذة الثلمة لتخفيض التداخل بفعالية في خلايا القناة الواحدة كما هو مبين في الشكل 6-8

تتحسن نسبة متوسط الاشارة إلى التداخل في منطقة خلية تداخل تم التداخل عليها بهوائي خلية خدمة تم تحسينه بإمالة نمط ربح الهوائي إلى أسفل بمقدار معلوم تقبل خسارة محدودة في ربح الهوائي في بعض اجزاء خلية الخدمة مقابل تحقيق زيادة نسبة متوسط الاشارة إلى التداخل في منطقة التداخل للخلية. واكثر من هذا يميل

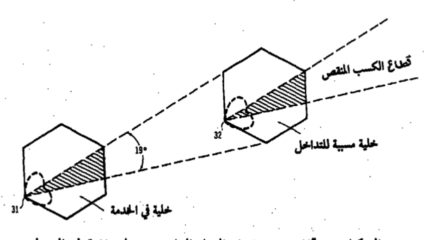


الشكل 6-6 نمط شاقولي نموذجي لهوائي موجة

نمط ربح الهوائي الموجه إلى الأسفل بمقدار كاف لتتشكل ثلمة في النمط الأفقي. تتميز مثل هذه الثلمة بقطاع ذي شدة حقل مخفضة كما هو مبين في الشكل 6-8. يجتاز هذا القطاع خلية تداخل القناة الواحدة القريبة مخفضاً الاستقبال من تلك الخلية ومخفضاً أيضاً ارسال التداخل من خلية الخدمة لتلك الخلية ذات القناة الواحدة. سوف تزداد إذاً امالة الأنماط الاشعاعية للهوائيات في مواقع الخلايا الأخرى إلى الأسفل وهذا يعني أن درجة امالة النمط الاشعاعي للهوائي في كل خلية يجب أن ينتقى بشكل خاص لزيادة تخفيض تداخل القناة الواحدة في النظام بغض النظر عن استخدامه كهوائي موجه لوحده. يجب توخي الحذر فيما إذا كان الشعاع الشاقولي للشكل 6-6 ضيقاً جداً فإن نظام الأمالة يمكن أن لا يعمل.



الشكل 6-7 اثر الثلمة على النمط الأفقي المبين بزوايا ميل كبيرة



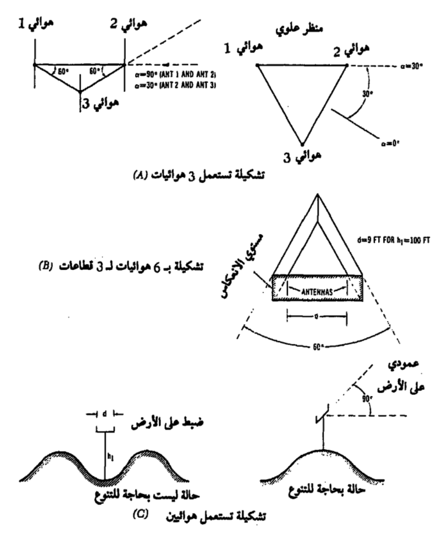
الشكل 6-8 تخفيض تداخل القناة الواحدة بخلق ثلمة في النمط

6-3-3 تشكيلة هوائيات التنوع

تعد تشكيلة هوائيات التنوع مهمة جداً في تصميم النظام. وكما ذكر في الفصل 6-2 لتصل إلى نفس الدرجة من فائدة التنوع تكون متطلبات الفاصل من أجل $\alpha = 0°$ أقل بكثير مما هي من أجل $\alpha = 90°$ إلا أن الوحدة المتنقلة تسير حول محطة القاعدة بدون تحديد لأي اتجاه (α)، أي $0° \leq \alpha \leq 90°$ عند $\alpha = 90°$ يكون الفاصل المطلوب مساوياً لارتفاع الهوائي من أجل معامل ارتباط 0.7 لذلك يقترح تشكيله مثلث من ثلاثة هوائيات غير موجهة كما في الشكل 6-9 أ للتغلب على صعوبة $\alpha = 90°$. عندئذ يستطيع المضام أن ينتقي دوماً اشارتين من ثلاث اشارات مستقبلة للتنوع أو أن يشكل تنوعاً بثلاث فرعات. وبهذا الترتيب لا تحدث الحالة $\alpha = 90°$ مطلقاً. والحالة الأسوأ عندما تكون $\alpha = 60°$. يبين الشكل 6-4 أن منحني $\alpha = 60°$ أقرب كثيراً لحالة $\alpha = 0°$ منه لحالة $\alpha = 90°$. يمكن استخدام حالة $\alpha = 0°$ لأغراض التصميم. إذا استخدمت خلية بثلاثة قطاعات تكون تشكيلة الهوائي كما هو مبين في الشكل 6-9 ب. تكون الحالة الأسوأ في هذه التشكيلة أيضاً عند $\alpha = 60°$ ولهذا تبين الأشكال 6-9 أ، 6-9 ب تشكيلات لتجنب الحالة $\alpha = 90°$

تشكيلات هوائيين غير موجهين

تم استعراض شروط الارتفاع الفعال للهوائي في الفصل 2-4 . إذا وجد اتجاه معين في محطة القاعدة بحيث يكون ارتفاع الهوائي فيه يظهر ربحاً أعلى للارتفاع الفعال للهوائي عندئذ لا حاجة لربح التنوع لاستقبال اشارة قوية من المرسل المتنقل في ذلك الاتجاه. يمكن وضع هوائيي استقبال محطة القاعدة على استقامة في ذلك الاتجاه بفاصل مطابق لحالة $\alpha = 0°$. يظهر هذا التوضيح في الشكل 6-9 جـ. مثال ذلك إذا كان التردد العامل 850 م هـ وارتفاع الهوائي 30 م (100 قدم) يكون الفاصل 9 قدم في حالة $\alpha = 0°$. يعتمد توجيه الهوائيين على شكل التضاريس كما هو مبين في الشكل 6-9 جـ . لا يحتاج أحد الأنواع من شكل التضاريس إلى تنوع الهوائيات بينما يحتاج النوع الثاني من شكل التضاريس إلى التنوع. اذا كان شكل التضاريس المحيطة بمحطة القاعدة بحيث لا يمكن تجنب الحالة $\alpha = 90°$ عندئذ يجب استخدام تشكيلة الهوائيات الثلاثة المبينة في الشكل 6-9 ب.

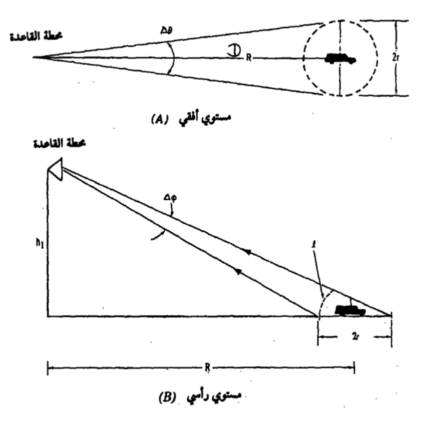


الشكل 6-9 ترتيب هوائيات محطة القاعدة من أجل انظمة التنوع الفراغي

6-3-4 تعليقات على الفصل الشاقولي

يعتبر الفصل الشاقولي لهوائي تنوع مفهوماً مشجعاً، أولاً من الأسهل فصل الهوائيين شاقولياً من فصلهما أفقياً على سارية الهوائي. ثانياً بالفصل الشاقولي يمكن تجنب تعقيدات الفصل الافقي المذكورة سابقاً لزوايا مختلفة α تجاه موقع الوحدة

المتنقلة. ولكن لسوء الحظ إن أداء تنوع الفصل الشاقولي ضعيف جداً بحيث لا يشجع على استخدامه. وذلك لأن الارتباط بين الاشارتين المستقبلتين من هوائيي محطة القاعدة المفصولين بمسافة ثابتة يزداد مع ازدياد المسافة بصورة أسرع بكثير في المباعدة الشاقولية عنه في المباعدة الأفقية. وسبب ذلك أن الاشارة في المستوى الافقي تصل إلى محطة القاعدة ضمن زاوية $\Delta\theta$ تعطى بالعلاقة (انظر الشكل 6-10 أ).



الشكل 6-10 الزوايا الشاقولية والأفقية لمنطقة التناثر المشاهدة من محطة القاعدة

$$\Delta\theta = \frac{2r}{D} \qquad 1\text{-}3\text{-}6$$

حيث D هي المسافة بين محطة القاعدة والوحدة المتنقلة وr هي نصف قطر النواثر الفعالة المحيطة بالوحدة المتنقلة. وردت المعادلة 6-3-1 في الفصل 4-7. إلا أن

الاشارة التي تصل إلى هوائي محطة القاعدة (h_1) من المرسل المتنقل ضمن زاوية $\Delta\phi$ (انظر الشكل 6-10 ب) محددة بالعلاقة:

$$\Delta\phi = \frac{2r\left(\frac{h_1}{D}\right)}{\sqrt{D^2 + h_1^2}} \simeq \frac{2rh_1}{D^2} \qquad 2\text{-}3\text{-}6$$

بما أن r أقل بكثير من D وبمقارنة المعادلة 6-3-1 مع أن: المعادلة 6-3-2 نحصل على:

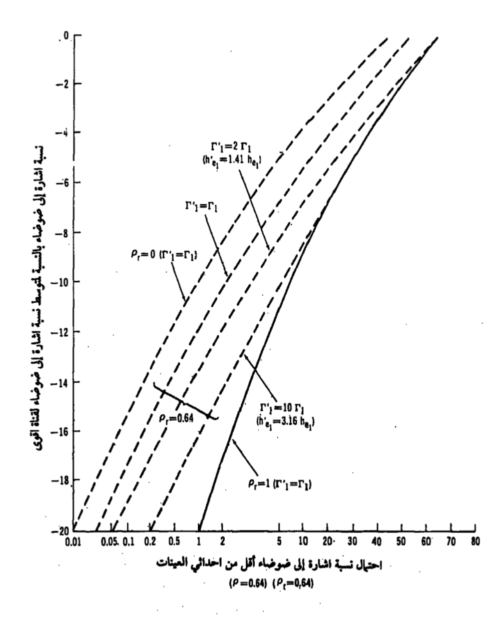
$$\Delta\theta >> \Delta\phi \qquad 3\text{-}3\text{-}6$$

يجب أن يكـون الفاصل الشاقولي بين هوائيي محطة القاعدة اكبر بكثير من الفاصل الافقي لكي نحصل على نفس معامل الارتباط لفرعي الاستقبال. وكذلك عنـدمـا يصبح الارتفاع الفعال للهوائي في محطة القاعدة أقصر بكثير من ارتفاعه الحقيقي فإن الاشارة المستقبلة في القاعدة تكون أضعف. عندما تحدث هذه الحالة يجب استخدام أنظمة التنوع. ومع ذلك يكون الفرق في ربح الاستقبال ΔG بين هوائيين مفصولين شاقولياً نصبا في محطة القاعدة هو:

$$\Delta G = 20\log_{10}\frac{h_{e_1}'}{h_{e_1}} = 20\log_{10}\frac{(h_1 + s) - \Delta h}{h_1 - \Delta h} \qquad 4\text{-}3\text{-}6$$

$$= 20\log_{10}\left[1 + \frac{s}{h - \Delta h}\right]$$

حيث h_{e_1}، h_{e_1}' هما الارتفـاعـان الفعـالان للهـوائيين الشـاقولين. الفاصل الشاقولي هو S، Δh هو الفرق في الارتفاع بين الارتفاع الحقيقي للهوائي والارتفاع الفعال له. يمكن أن يكون فرق الارتفاع Δh ذا قيمة موجبة أو سالبة. عندما تكون قيمة Δh موجبة يكون الارتفاع الفعال للهوائي أقصر من ارتفاعه الحقيقي. إذا كان الفـاصل والارتفاع الفعال للهوائي السفلي $h_{e_1} = h - \Delta h$ متساويين فإن الفرق في الربح بين الهوائي العلوي والسفلي هو 6 ديسيبل. تتلاشى فائدة التنوع عادة في تقليل



الشكل 6-11 تأثير الأداء على فرعات غير متساوية لمعامل ارتباط 64% .

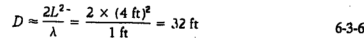
الخفوت إذا زاد الفرق بين سويتي الاشارة عن 4 ديسيبل . يبين الشكل 6-11 فائدة استخدام التنوع مع سويات مختلفة من الاشارة المستقبلة . تأتي اكبر فائدة لاستخدام التنوع عندما تكون سويتا الاشارتين المستقبلتين متساويتين . تقل فائدة التنوع (الربح) مع ازدياد الفرق بين سويتي الاشارتين المستقبلتين . توجد فائدة قليلة في حالة $\Gamma' = 10\Gamma$ حيث Γ و Γ' هما نسبتا الاشارة إلى الضجيج للفرعتين على التتالي ، عندما يزداد الفرق في الارتفاع Δh يصبح الارتفاع الفعال للهوائي أقصر بكثير من ارتفاعه الحقيقي . ويكون الاستقبال في محطة القاعدة ضعيفاً ويحتاج إلى ربح أكبر في التنوع لمساعدته . ومع هذا تبين المعادلة 6-3-4 أنه بازدياد Δh تصبح ΔG اكبر ويقل ربح التنوع ، لهذا في ترتيب الهوائيات المتباعدة شاقولياً عندما تملي اشارة الاستقبال ربحاً كبيراً في التنوع فإنه لا يمكن دائماً زيادة ربح التنوع هذا كما خطط له . تشير الملاحظات السابقة إلى سيئات الهوائيات المباعدة عمودياً بفواصل كبيرة . عندما تكون فائدة التنوع قليلة (غير ملحوظة) فمن الأفضل أن نترك هوائياً واحداً ببرج عالٍ للاستقبال إذا لم يكن التداخل مهماً .

6-3-5 الاعتبارات الفيزيائية في الفصل الأفقي

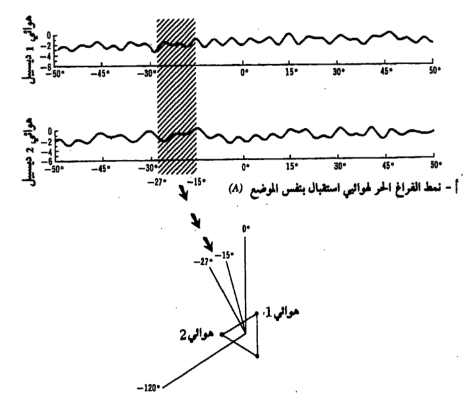
يمكن أن يتحدد فاصل الهوائي بالاستناد إلى المعلمة $\eta = 11$ المذكورة في الفصل 6-2-2

$$\eta = \frac{h}{d} = 11 \qquad \text{6-3-5}$$

حيث h هو ارتفاع الهوائي ، d هو الفاصل الأفقي . إذا كانت h تساوي 100 قدم فإن d تساوي 9 قدم ، وإذا كانت h تساوي 50 قدم فإن d تساوي 4,5 قدم . ومع ذلك فإن الفاصل الفيزيائي بمقدار 4,5 قدم يمكن أن يسبب أثراً تموجياً شديداً على النمطين الاشعاعيين لهوائيي محطة القاعدة وفقاً لطول الهوائي . يكون الطول الحقيقي لهوائي بربح 9 ديسيبل (بالنسبة لهوائي ثنائي الاقطاب) أربعة أمثال طول الموجة . عند تردد 850 م هـ يكون أربعة أمثال طول الموجة مساوياً إلى 4 أقدام . عندئذ تكون مسافة الحقل البعيد لهذا الهوائي هي :



$$D \approx \frac{2L^2}{\lambda} = \frac{2 \times (4\ \text{ft})^2}{1\ \text{ft}} = 32\ \text{ft} \qquad 6\text{-}3\text{-}6$$



أ - نمط الفراغ الحر لهوائيي استقبال بنفس الموضع (A)

ب - التوجيه الفيزيائي للهوائيات في صفيف مضاعف (B)

الشكل 6-12 انماط اشعاعية في الفراغ لهوائيي استقبال في تشكيل صفيف مضاعف للهوائيات.

إذا فصلنا هوائيين طول كل منهما 4 أقدام بمسافة 9 أقدام فقط فإن أحد الهوائيين يقع ضمن الحقل القريب للهوائي الآخر ويسبب آثراً تموجياً.

يتغير النمطان الاشعاعيان للهوائيين بالأثر التموجي المبين في الشكل 6-12 . يظهر الأثر التموجي أيضاً عند استخدام ثلاثة هوائيات في تشكيلة المثلث بفاصل 9 قدم عند التردد العامل 850 م هـ. ويبلغ اختلاف التموج بمقدار ±1 ديسيبل. يمكن

أن يبلغ الفرق بين نمطي اشعاع متموجين عند أي زاوية بالأفق ± 2 ديسيبل عند مقارنتها بنمطي اشعاع الهوائيين. بما أن اشارتي التنوع تستقبلان بفارق يقل عن 2 ديسيبل (معظم الوقت) فإن ربح التنوع يبقى محققاً كما هو مبين في الشكل 6-11.إذا كان فاصل الهوائي 4,5 قدم يكون حدوث الأثر التموجي أشد على نمطي اشعاع الهوائيين وتقل بذلك فائدة استخدام التنوع.

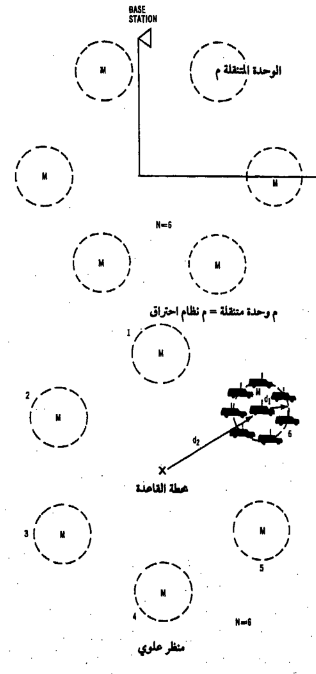
6-4 بيئة الضجيج

يشكل الضجيج الصنعي في محطة القاعدة سوية الضجيج في نسبة الاشارة إلى الضجيج في الاستقبال في محطة القاعدة. سيدرس نوعان من الضجيج الصنعي: ضجيج محرك الآلية وضجيج المعامل الصناعية، في بيئة الراديو المتنقل يكون ضجيج محرك الآلية هو الغالب وتعتبر فعاليات توليد الطاقة مصدر ضجيج من الدرجة الثانية. أما الأجهزة الصناعية فهي مصدر ضجيج من الدرجة الثالثة. أما مصادر الضجيج الأخرى، كالمنتجات الاستهلاكية وأنظمة الانارة والأجهزة الطبية والقطارات والعربات الكهربائية فهي ذات ضجيج منخفض ويمكن اهماله.

6-4-1 ضجيج محرك الآلية

يعتبر نظام اشتعال محركات البنزين مصدراً للجهود والتيارات الكهربائية العالية التي تعمل باستمرار خلال تشغيل العربة. يعتبر الإشعاع الناتج عن الجهود والتيارات النبضية العالية في الكوابل وعند نقاط دارات الاشتعال المتقطعة المصدر الرئيسي لضجيج محرك الآلية الراديوي.

عند محطة القاعدة يكون الهوائي عادة على بعد 36 م (120 قدم) أو أكثر من مصدر ضجيج اشتعال المحرك (انظر الشكل 6-13) مما يجعل سوية الضجيج المستقبلة للاقط محطة القاعدة أقل من سويتها عند مستوي الشارع والمستقبلة بلاقط الوحدة المتنقلة. تتساوى تقريباً سويات ضجيج الاشتعال من أنظمة الاشتعال للوحدة المتنقلة نفسها ومن الوحدات المتنقلة الاخرى (سيظهر تفسير ذلك في الفصل 7-6) .
لنفترض أن سوية ضجيج الاشتعال عند الوحدة المتنقلة ينتج عن عدد M من أنظمة



الشكل 6-13 نموذج لتقدير ضجيج محطة القاعدة

الاشتعال (تتضمن ما يخصها والوحدات المتنقلة المحيطة بها) وعلى مسافة وسطية d_1 منها إلى الوحدات المتنقلة المحيطة بها ولنفترض أن سوية ضجيج الاشتعال عند هوائي محطة القاعدة ينتج عن عدد N من انظمة اشتعال العربات المحيطة بها وعلى مسافة وسطية d_2 منها إلى الوحدات المتنقلة المحيطة بها. بما أن ارتفاع هوائي محطة القاعدة 33 م (100 قدم) أو أكثر فهو يستقبل سوية ضجيج اشتعال من عدد كبير من انظمة اشتعال العربات بسبب ارتفاعه وليكن العدد N اكبر من العدد M بحيث

$$N = 10M$$

وكذلك أيضاً تكون المسافة d_2 اكبر من المسافة d_1 (انظر الشكل 6-13) .

وتكون سوية الضجيج متناسبة عكسياً مع مربع المسافات، ويكون الفرق في سوية الضجيج ΔN بين استقبال محطة القاعدة واستقبال الوحدة المتنقلة هو:

$$\Delta N = 10 \log_{10} \left[\frac{N}{M} \left(\frac{d_1}{d_2} \right)^2 \right] = 10 \log_{10} \left[10 \left(\frac{30 \text{ ft}}{120 \text{ ft}} \right)^2 \right] = -2 \text{ dB} \qquad 6\text{-}4\text{-}1$$

عنـدما يعرف متوسط سوية ضجيج الاشتعال عند لاقط الوحدة المتنقلة في منطقة معينة (انظر الفصل 7-4) فان سوية الضجيج عند لاقط محطة القاعدة يكون أقل بحوالي 1-2 ديسيبل لأن هوائيه يتوضع بعيداً عن مصادر ضجيج الاشتعال.

6-4-2 ضجيج خطوط الطاقة والضجيج الصناعي

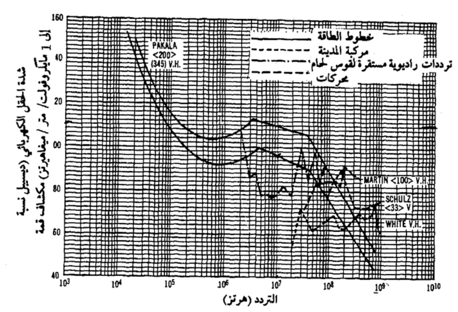
ينشأ الضجيج الراديوي ضمن المدى الطيفي من تردد التوليد الاساسي 50 هـ أو 60 هـ إلى مدى الترددات فوق العالية. يتغلب ضجيج خطوط القـدرة عنـد الترددات المنخفضـة كما هو مبين في الشكل 6-14 . بينت شدة الحقل الكهربائية بالديسيبل منسوبة إلى 1 ميكروفولط / م/م هـ على المحور y . تحسب شدة الضجيج الصناعي كالتالي. مثال ذلك عند تردد/ 100 م هـ/ تكون السوية العالية لضجيج خط الطاقة (345ك ف) على بعد 65 م (200 قدم) هو 90 ديسيبل ميكروفولط/ م/م هـ أو 110 ديسيبل ميكروفولط/م عند 100 م هـ. بتغيير ذلك إلى مقياس قدره مع مقاومه 50 اوم تصبح شدة الحقل

$$\rho = \frac{E^2}{R} \quad \text{watts/m}^2 \qquad 2\text{-}4\text{-}6$$

حيث يعبّر عن E بالفولط/م. وتصبح شدة الحقل 0 ديسيبل ميكروفولط كما يلي:

$$0\ \text{dB}\mu\text{v} = 20 \log \frac{1\ \mu\text{v/m}}{1\ \mu\text{v/m}}$$

$$\Rightarrow 10 \log \frac{10^{-10.7}\text{mw/m}^2}{1\ \text{mw/m}^2} = -107\ \text{dBm} \qquad 3\text{-}4\text{-}6$$



الشكل 6-14 شدة الحقل الكهربائي (كشف ذروة) ومنابع الضجيج الراديوي الصنعي (من المرجع 6).

عندئذ تكون شدة الحقل 110 ديسيبل ميكروفولط مكافئة إلى 3 ديسيبل م (3 dBm) يمكن ايجاد القدرة المستقبلة من العلاقة:

$$P = \rho \times A_{e_r} \qquad 4\text{-}4\text{-}6$$

حيث Ae الفتحة (النافذة) الفعالة للهوائي. من أجل هوائي استقبال ثنائي الأقطاب تكون فتحته $0.13\,\lambda^2$ ، وعند 1 جـ هـ يكون طول الموجة 0.3 م (1 قدم) وتصبح سوية الضجيج الصناعي عندئذٍ:

$$P = 3\ \text{dBm} + 10\log_{10}[0.13 \times (0.3)^2]$$

$$= 3\ \text{dBm} - 19\ \text{dB} = -16\ \text{dBm}$$

وهذه سوية ضجيج مرتفعة جداً، أعلى من ضجيج الاشتعال. عند انتقاء منطقة محطة القاعدة يجب الأخذ بعين الاعتبار ما يحيط بها. وكما في الشكل 6-14 يتغلب ضجيج اللحام القوسي عند نطاق التردد من 100 م هـ إلى 16 جـ هـ أو حتى أعلى من ذلك مقيساً على بعد 30 م (100 قدم). وهو يسبب أيضاً سوية ضجيج 90 ديسيبل ميكروفولط/م /م هـ أي نفس ضجيج خط القدرة عند 100 م هـ.

يمكن تجميع البيانات عن ضجيج اشتعال المحركات احصائياً بحساب عدد العربات التي تمر في المنطقة (انظر الفصل 7-6). ومع ذلك يمكن أن يكون ضجيج خطوط القدرة والضجيج الصناعي مشكلة فقط إذا توضعت محطة القاعدة في منطقة فيها مصانع وخطوط قدرة. احدى طرق تجنب كل الضجيج هي زيادة ارتفاع الهوائي وهذا بالطبع يخلق اعتبارات أخرى مثل التكلفة والمصادقة على المناطق. إن التقصي عن سوية الضجيج في أي منطقة قبل اقرار تركيب محطة القاعدة أمر حاسم جداً.

6-5 تحويلات القدرة وشدة الحقل.

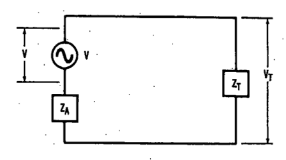
تدعى شدة الأشارة عند الأستقبال بشدة الأشارة وتقاس بـ(dBm) أو ($\text{dB}\mu$) . يطلب أن تكون شدة الحامل أعلى ما يمكن بقدرة إشعاع مكافئة مرسلة محدودة. القدرة الأشعاعية المكافئة هي القدرة المرسلة من هوائي غير موجه. يمكن للتصميم الجيد لهوائي الأرسال في منطقة الخلية أن يؤمن استقبالاً جيداً. مثال ذلك يمكن أن يؤفر التنوع الفراغي لهوائيات في منطقة الخلية تقليل الخفوت متعدد المسارات ويحسن الأستقبال مثلما ذكر في الفصل 6-2.

تعتمد سوية الضجيج فقط على البيئة واللاقط في طرف الأستقبال، في بيئة الـراديو المتنقـل تتغلب عادة سوية ضجيج البيئـة الصنعية. يمكن حساب سوية الضجيج (مقيسة بـ dBm أو dBμ) من معادلات الفصل 4-6 . يمكن الحصول على نسبة الحامل إلى الضجيج (C/N) من:

C/N (بالديسيبل) = سوية شدة الحامل (dBm) - سوية الضجيج (dBm) 1-5-6
= سوية شدة الحامل (dBμ) - سوية الضجيج (dB μ)

1-5-6 التحويل بين dBμ و dBm في تقديم القدرة .

تقاس شدة الحامل (أو شدة الأشارة) أو سوية الضجيج في بعض الأحيان بالديسيبل بالنسبة إلى 1 ميلي واط/م ^{2} وتعطى الوحدة dBm (ديسيبل م) وفي بعض الأحيان تقاس بالديسيبل بالنسبة الى 1 ميكرفولت/م وتعطى الوحدة dBμ (ديسيبل μ) . اذا قيست شدة الحامل بالديسيبل م وسوية الضجيج بالديسيبل μ يجب تحويل الوحدات المقيسة قبل تطبيق المعادلة 6-5-1.يمكن استخدام مخطط الدارة المبين في الشكل 6-15. لحسابات التحويل:



الشكل 6-15 دارة مستخدمة لحساب القدرة المقدمة.

في الشكل: أن Z_T هي ممانعة الحمل بالأوم $Z_T = R_T + jX_T$ أن Z_A هي ممانعة الهوائي بالأوم $Z_A = R_A + jX_A$. هناك حالتان للدراسة:

1- يمكن التعبير عن كثافة القدرة العظمى المستقبلة من قوة محركة كهربائية محرضة بواسطة موجة مارة بالعلاقة :

$$\rho_m = \frac{V^2}{4R_A} \qquad 2\text{-}5\text{-}6$$

بشرط ان تكون :

$$R_A = R_T$$

$$Z_T = -Z_A$$

يمكن إيجاد المعادلة 6-5-2 من كتب الدارات. لنفترض أن $V = 1\mu v$ أي 0 ديسيبل μ و $R_A = 50$. بتعويض هذه الارقام في المعادلة 6-5-2 تكون القدرة المستقبلة العظمى هي :

$$\rho_m = \frac{V^2}{4R_A} = \frac{(10^{-6})^2}{4 \times 50} = 5 \times 10^{-15} \text{ watts/m}^2$$

أو

$$\rho_m \text{ (in dBm)} = 10 \log (5 \times 10^{-15}) = -143 \text{ dBw} = -113 \text{ dBm}$$

وتكون العلاقة

$$1\ \mu v/\text{m} \leftrightarrow 5 \times 10^{-12} \text{ milliwatts/m}^2$$

أو

$$0 \text{ dB}\mu \leftrightarrow -113 \text{ dBm}$$

2- تكون كثافة القدرة المقدمة للحمل هي :

$$\rho_r = \frac{V_T^2}{R_T} \qquad 3\text{-}5\text{-}6$$

اذا كانت $V_T = 1\ \mu v/\text{m}$ و $R_t = 50$ تكون كثافة القدرة المقدمة للحمل هي

$$\rho_r = \frac{V_T^2}{R_T} = \frac{(10^{-6})^2}{50} = 2 \times 10^{-14} \text{ watt}$$

أو

$$\rho_r \text{ (in dBm)} = 10 \log (2 \times 10^{-14}) = -137 \text{ dBw}$$

$$= 10 \log (2 \times 10^{-11}) = -107 \text{ dBm}$$

وتكون العلاقة :

$$1\ \mu v/\text{m} \leftrightarrow 2 \times 10^{-11} \text{ milliwatts/m}^2$$

أو

$$0 \text{ dB}\mu \leftrightarrow -107 \text{ dBm}$$

هذه العلاقة شائعة الاستخدام عند التحويل.

مثال 6-1 : ما هي القيمة بالديسيبل م لسوية إستقبال (65) ديسيبل μ ؟

$$65 \text{ dB}\mu - 107 \text{ dBm} = -42 \text{ dBm}$$

$$65 \text{ dB}\mu \leftrightarrow -42 \text{ dBm}$$

6-5-2 العلاقة بين شدة الحقل والقدرة المستقبلة :

تقاس شدة الحقل ρ بالميكروفولط/ م أو بالميلي واط/م ^{2} . يمكن التعبير عن القدرة المستقبلة في هوائي الاستقبال بالعلاقة :

$$P = \rho \cdot A \qquad \text{4-5-6}$$

حيث A هي فتحة (نافذة) هوائي الاستقبال وتعطى بالعلاقة :

$$A = \frac{G\lambda^2}{4\pi} \qquad \text{5-5-6}$$

حيث G هو ربح هوائي الاستقبال، λ طول الموجة. عندئذٍ تكون العلاقة بين شدة الحقل والقدرة المستقبلة اما تلك التي اعطيت في المعادلة 6-5-4 ، أو كالآتي :

$$P = \rho \cdot \frac{G \cdot \lambda^2}{4\pi} \qquad \text{6-5-6}$$

اذاً فالقـدرة المستقبلة هي تابع لشدة الحقل وفتحة الهوائي كما هو مبين في المعادلة 6-5-46 ، أو تابع لشدة الحقل وطول الموجة كما هو مبين في المعادلة6-5-6 .

6-5-3 علاقة تحويل بسيطة :

لتحويل شدة الحقل الى قدرة مستقبلة نفترض التردد ونوع المحس الذي يلتقط شدة الحقل والممانعة الطرفية المثلى. نستخدم في العـادة نصـف هوائـي ثنـائى الأقطـاب طوله الفعال λ/π وممانعته الطرفية المثلى 50 أوم وقـد بينـت دارتـه المكافئـة في الشـكل 6-15 .

إن استخدم الرمـز dB_μ الشـائع في الصناعـة محـير إذ يجـب أن يكتـب علـى الشكل $dB\ \mu v/m$ أو dB للاعلام أنه بـالميكروفولط/م ، وفي الوقـت الحـاضر يعـني dB_μ إما جهداً أو شدة حقل .

يمكـن التعبـير عـن العلاقـة بـين شـدة الحقـل بالديسـيبلμ ($dB\mu$) والقـدرة بالديسيبل م (dBm) كالتالي :

$$0\ dB\mu\ (=)\ 10\log\left[\frac{(10^{-6})^2(\lambda/\pi)^2}{4\times R_A}\times 1000\right]dBm$$

$$(=)\ 10\log\left[22.8\times 10^{-7}\frac{1}{R_A\cdot f^2}\right]dBm$$

عند التردد 850 م هـ , $R_A = 50\Omega$ يكون :

$$0\ dB\mu = -132\ dBm$$

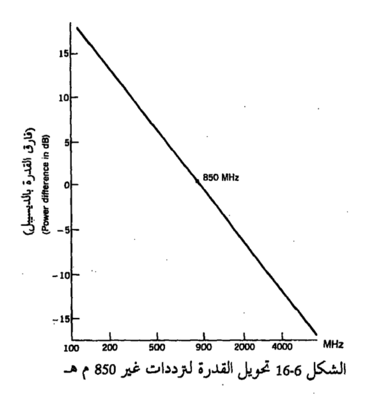
$$39\ dB\mu = -93\ dBm$$

$$32\ dB\mu = -100\ dBm$$

عند اختلاف التردد أو استخدام نوع آخر من المحس ($R_A = 50\,\Omega$) :

$$0\ dB\mu = -132\ dBm - 20\log\left(\frac{f}{850}\right) + G$$

حيث f التردد الجديد بالميغاهرتز و G ربح المحس بالنسبة لثنائى الأقطـاب بالدسيبل . رُسمت هذه المعادلة في الشكل 6-16 مع ترددات مختلفة حيث G = 0 .



الشكل 6-16 تحويل القدرة لترددات غير 850 م هـ

بعض التحذيرات في حساب الديسيبلm (dB_m) :

لايمكن اضافة واحدات الديســيبل (dB_m) . ديسيبلm + ديسيبلm تعـنى تربيع القدرة وهذا ليس له أي معنى فيزيائى .

10 dBm + 10 dBm ≠ 20 dBm

فهى لاتتبع القاعدة الحسابية وليس لها أي معنى فيزيائي.

انتبه لما يلى :

10 dBm + 10 dB = 20 dBm

30 dBm − 10dB = 20 dBm

30 dB + 10 dB = 40 dB

30 dB − 10 dB = 20 dB

30 dBm − 10 dBm = 20 dB

المراجع

REFERENCES

1. Lee, W. C. Y., "Mobile Radio Signal Correlation versus Antenna Height and Spacing," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 25 (Aug. 1977): 290–292.
2. Lee, W. C. Y., "Studies of Base-Station Antenna Height Effects on Mobile Radio," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 29 (May 1980): 252–260.
3. Lee, W. C. Y., "Cellular Mobile Radiotelephone System Using Tilted Antenna Radiation Patterns" (U.S. Patent 4,249,181, Feb. 3, 1981).
4. Schwartz, M., W. R. Bennet, and Seymour Stein, *Communication Systems and Techniques* (McGraw-Hill 1966): 473.
5. Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Engineering* (McGraw-Hill, 1982): 154.
6. Skomal, E. N., "Man-made Radio Noise" (Van Nostrand Reinhold, 1978): 9.
7. Lee, W. C. Y., "The Decibel: A Confusing Issue" Cellular Business, March 1992, p. 52.

7 - معلمات التصميم في الوحدة المتنقلة

1-7 ارتفاعات الهوائيات والمباعدة بينها.
2-7 الوحدة المتنقلة في حالة الاستقرار والحركة.
3-7 العينات المستقلة ومعدل الاعتيان.
4-7 الهوائيات الموجهة مقابل مخططات التنوع .
5-7 اعتمادية التردد واستقلاليته.
6-7 بيئة الضجيج.
7-7 توصيلات الهوائي وتوضعه على الوحدة المتنقلة.

1-7 ارتفاعات الهوائيات والمباعدة بينها

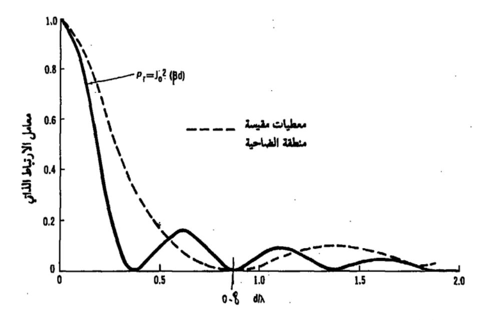
يفترض أن يكون ارتفاع الهوائي في الوحدة المتنقلة دائماً أخفض مما يحيط به وهذا هو الافتراض في نموذج الشكل 1-1 . إذا كان هوائي الوحدة المتنقلة أعلى مما يحيط به فلا يمكن تسميته بهوائي متنقل، وقد درست هذه الحالة في الفصل السادس.

من أجل أغراض اعتبارات التصميم تدرس الحالة الأسوأ لخلفية الاستقبال في موقع الوحدة المتنقلة. والحالة الأسوأ هي عندما تسد الموجة المباشرة بين مرسل محطة القاعدة ومستقبل الوحدة المتنقلة بالأبنية والمنازل فيما بينهما. وبهذا تصل الأمواج المتناثرة من °360 حول الوحدة المتنقلة ويمكن لاشارتين خافتتين أن يكونا أقل ارتباطاً بمباعدة صغيرة بين هوائيي الوحدة المتنقلة. بهذا يتوضع هوائيا التنوع الفراغي في الوحدة المتنقلة متقاربين بحدود 0,5 طول الموجه «انظر الفصل 3-1-4 ». تعتمد هذه المباعدة الصغيرة على ظاهرة أن معامل الارتباط ρ بين اشارتين خافتتين يكون أقل من 0,2 لتلك المباعدة عندما يكون ارتفاع الهوائي بحدود 3 م (10 قدم) فوق الأرض. مباعدة قدرها نصف طول الموجة لتردد 900 م هـ تكون حوالي 16 سم (6 أنش) وهو عملي جداً ليركب على سطح الوحدة المتنقلة. ومن جهة اخرى عند تردد 90 م . هـ تكـون مباعدة نصف طول الموجة 1,5 م (5 قدم) طولاً غير عملي إذا اتبعت نفس المناقشة التي تستخدم المعلمة $\eta=h/d$ المبينة في المعادلة (6-2-1) فإن انخفاض ارتفاع الهوائي h يستدعي تصغير المباعدة d ، وهي صحيحة أيضاً في موقع هوائي الوحدة المتنقلة.

لا يمكن تطبيق الحسابات المستخدمة للحصول على متطلبات مباعدة هوائي محطة القاعدة المبينة في الشكل 6-4 في هذه الحالة. ان الفاصل المطلوب لهوائي مركب على سقف الوحدة المتنقلة ويؤمن ربح تنوع هو دائماً بحدود 0.5λ إلى 0.8λ وذلك إذا كان ارتفاع الهوائي 3 م (10 قدم) أو أقل. يكون معامل الارتباط في هذه الحالة أقل من 0,2 (انظر الشكل (7-1). وهي قيمة مقبولة جداً لتطبيقات التنوع. عند تردد 850 م . هـ يكون نصف طول الموجه 0,5 قدم. ولهذا تكون قيمة η لتطبيق التنوع في الوحدة المتنقلة هي :

$$\eta = \frac{h}{d} = \frac{10 \text{ ft}}{0.5 \text{ ft}} = 20 \quad \text{at } 850 \text{ MHz}$$

وهي التي اسست على معامل الارتباط 0,2 ، ولهذا لا يمكن تطبيق الشكل 4-6 هنا .



الشكل 7-1 معامل الارتباط الذاتي مقابل المباعدة لتوزيع زاوي منتظم

بما أن الارتفـاع الحقيقي لهوائي الوحدة المتنقلة هو دائماً في مدى 1,5 إلى 3 م (5 إلى 10 قدم)ومباعدة الهوائي هي دائماً 0.5λ، وتقاس بأطوال الموجة فإن تخفيض التردد يقلل قيمة η .

ان معامل الارتباط مستقل عن الربح الافرادي للاشارة . إذا وجدت اشارتان S_1، S_2 فإن معامل الارتباط $\rho(\tau)$ لهاتين الاشارتين $s_1(t)$ و $s_2(t+\tau)$ هو:

$$\rho = \frac{\overline{s_1 s_2} - \overline{s_1}\,\overline{s_2}}{\sqrt{\overline{s_1^2} - \overline{s}_1^2}\sqrt{\overline{s_2^2} - \overline{s}_2^2}} \qquad 1\text{-}1\text{-}7$$

بافتراض ان

$$s_1(t) = Ae_1(t) \quad \text{2-1-7}$$

و

$$s_2(t + \tau) = Be_2(t + \tau) \quad \text{3-1-7}$$

حيث $\overline{e_1^2(t)} = \overline{e_2^2(t)} = 1,$ و A^2، B^2 هما قيمتا ربح الاشارتين على التتالي
بتعويض المعادلة 7-1-2 والمعادلة 7-1-3 في المعادلة 7-1-1 يصبح معامل الارتباط:

$$\rho(\tau) = \frac{\overline{e_1 e_2} - \overline{e_1}\,\overline{e_2}}{\sqrt{\overline{e_1^2} - \overline{e}_1^2}\sqrt{\overline{e_2^2} - \overline{e}_2^2}} \quad \text{4-1-7}$$

أي أن معامل الارتباط مستقل عن الربح . تدل المعادلة 7-1-4 إلى أن أي قيم للربح ستؤدي إلى نفس معامل الارتباط. لهذا عند الاهتمام بأداء تنوع مقبول يجب الآخذ بالحسبان ليس فقط معامل الارتباط بل الفرق بين ربحي الاشارتين أيضاً. إذا كان معامل الارتباط مقبولاً إلا أن سويتي الاشارتين متساويتان ولكنهما ضعيفتان أو أن سويتيهما تختلفان بأكثر من 4 ديسيبل (انظر الشكل 6-11) فإنه لا فائدة من التنوع. تبين المعطيات التجريبية أنه إذا كان كل من h_2 h_2' أقل من 3 م (10 قدم) تطبق عندئذ قاعدة ربح ارتفاع الهوائي 3 ديسيبل/ الضعف (انظر الفصل 2-3-6).

$$\text{gain (or loss)} = 10 \log_{10} \frac{h_2'}{h_2} \quad \text{الربح (أو الخسارة)} \quad \text{5-1-7}$$

في موقع الوحدة المتنقلة يؤخذ في الحسبان الارتفاع الحقيقي للهوائي فقط. لا يوجد ارتفاع فعال لهوائي الوحدة المتنقلة. للتنبؤ عن خسارة المسار لا يحتاج ارتفاع هوائي الوحدة المتنقلة للضبط وفقاً لأشكال التضاريس.

عندما يكون 10 قدم $< h_2 <$ 30 قدم تستخدم المعادلة (2-3-29)

$$\text{gain (or loss)} = 2\, h_2' \log_{10}\left(\frac{h_2'}{3\ \text{m}}\right) \quad \text{الربح (أو الخسارة)} \quad \text{6-1-7}$$

إن العلاقة بين ارتفاعي هوائيين متنقلين مختلفين h_2'، h_2''هي أن كلاهما ضمن مدى 3-10 م (10-30 قدم) ومنه :

(الربح أو الخسارة)

$$\text{gain (or loss)} \simeq 2\,h_2' \log_{10} h_2' - 2h_2'' \log_{10} h_2'' - 0.954\,(h_2' - h_2'') \quad (7\text{-}1\text{-}7)$$

عندما تكون h_2' > 10 م (30 قدم) يؤخذ h_2 مثل h_1 وتطبق علاقة ربح الارتفاع لهوائي محطة القاعدة المبينة في المعادلة 2-3-21 . لنفترض أن ارتفاعي هوائيي الوحدة المتنقلة هما $h_2 = 8\text{m}(26\text{ft})$ ، $h_2'' = 4\text{m}\ (12\text{Pt})$ ويكون الفرق في الربح هو 5,82 ديسيبل وهو ليس بالضبط 6 ديسيبل المبين في المعادلة 2-3-21 وفي حالة $h_2' = 6\ \text{m}$ ، $h_2'' = 3\text{m}$ (10ft) يكون الفرق في الربح 3,62 ديسيبل . المعادلة 7-1-6 هي علاقة تجريبية .

7-2 الوحدة المتنقلة في حالة الاستقرار والحركة .

عندما تكون الوحدة المتنقلة في حالة الاستقرار يمكن ان تتوضع في منطقة خفوت للاشارة . يمكن حساب احتمال تلك الحالة كما هو مبين في الفصل 7-3 . في هذه الحالة لا يمكن استقبال الاشارة . اذا كانت الوحدة المتنقلة في حالة الارسال يلاحظ مستثمرها تلك الحالة لأنه لايوجد تجاوب من محطة القاعدة . والحل هو تحريك العربة بمقدار يزيد عن طول نصف الموجه ومحاولة النداء ثانية . إذا كان النداء لا يزال غير ممكن فإن العربة ربما تقع في نفق شدة الحقل ، حيث متوسط شدة الحقل أقل من العتبة . في هذه الحالة لا يمكن للمستثمر أن يعمل أي شيء . ولكن في الأنظمة جيدة التصميم يكون احتمال الوقوع في نفق شدة الحقل طفيفاً جداً .

عندما تكون الوحدة المتنقلة في حالة الاستقرار في منطقة خفوت ربما لا يلاحظ المنادى أن النداء الوارد إليه قد فقد . لتجنب هذه الحالة يمكن تركيب هوائيين مفصولين بالفاصل المطلوب (0.5 λ) على سطح العربة . وهذا هو ترتيب التنوع الفراغي . إن الفاصل الملائم لاستقبال اشارتين من هوائيين مفصولين لمقاومة خفوت الاشارة يمكن أن يتحدد من ارتباط الاشارتين الخافتتين

$$\rho_r(d) = J_0^2(\beta d) \quad 1\text{-}2\text{-}7$$

حيث $\rho_r(d)$ هو معامل الارتباط لغلافي الاشارتين الخافتتين وتابع لفاصل الهوائي d . إن مدى $\rho_r(d)$ هو:

$$0 \leq \rho_r(d) \leq 1 \qquad 2\text{-}2\text{-}7$$

ولهـذا يجب أن تكون قيمة $\rho_r(d)$ أصغر ما يمكن ضمن الفاصل الفيزيائي العملي بين الهوائيين. رسمت المعادلة 7-2-1 بمنحني سميك متصل في الشكل 7-1 . يقع أول صفر لمعامل الارتباط عند ($d= 0.5\lambda$) تقريباً . لفاصل d أكبر من 0.5λ تكون ρ_r أقـل من 0,2 . أي قيمـة لـ ρ_r أقـل من 0,2 يعتـبر عدم وجود ترابط بين غلافي الاشارتين الخافتتين ولهذا :

$$d = 0.5\lambda \qquad 3\text{-}2\text{-}7$$

هو فاصـل الهـوائي المطلوب ضد خفوت الاشارة. كذلك بينت المعطيات المقيسة في منطقة الضواحي على الشكل 7-1 . وكان أول صفر مقيس لقيمة $\rho_r(d)$[4] عند $d = 0.8\lambda$ يمكن استخدام فاصل 0.8λ في بعض الأحيان إذا كان هناك متسع لذلـك. عند تردد 900 م هـ يكون الفاصل λ 0.8 مكافئاً لطول 24 سم (9,6 أنش) ويمكن التركيب على سقف العربة بدون اشكال.

3-7 العينات المستقلة ومعدل الاعتيان.

في كثير من الاحيان يجب أخذ عينات الغلاف الخام للاشارة الخافتة ويفترض عدم وجود ترابط بين العينات المتجاورة. عندئذ يجب أن تكون فترات الاعتيان d في المدى

$$0.5\lambda \leq d \leq 0.8\lambda$$

إذا كانت d أقل من 0.5λ فإن العينات المتجاورة تكون مترابطة وإذا كانت d أكبر من 0.8λ يحصل الهدر.

يجب أن لا يبنى معدل الاعتيان على أساس الطول T للاشارة المستقبلة المقيسة في المجال الزمني، ولكن على سرعة المعلومات والمباعدة المطلوبة بين البتات المتجاورة ويكون على الشكل:

$$\text{Number of samples } (n) = \frac{VT}{0.5\lambda} \quad \text{عدد العينات} \qquad 1\text{-}3\text{-}7$$

$$\text{Sampling rate } (R_s) = \frac{n}{T} = \frac{V}{0.5\lambda} \quad \text{معدل الاعتيان} \qquad 2\text{-}3\text{-}7$$

مثـال 7-1 : قطعة معطيات بطول دقيقة واحدة استقبلت بينما كانت العربة تتحرك بسرعة 20 م/ ثا. طول الموجه 0,3 م (1 قدم).

إذن العدد الكلي للعينات المستقلة هو:

$$n = \frac{(60\text{ s})(20\text{ m/s})}{(0.5\lambda)(0.3\text{ m}/\lambda)} = 8000 \quad \text{عينة}$$

ومعدل الاعتيان هو:

$$R_s = \frac{n}{T} = \frac{8000\text{ samples}}{60\text{ s}} = 133.33 \quad \text{عينة/ ثانية}$$

يبين المثال 7-1 أنه اذا كان معدل إرسال التشوير 133 عينة/ ثا أو أقل ضمن الشروط المعطاة فإن كل بتة تخفت مستقلة عن البتة التي تليها.

بالطبع لا يقبل مثل هذا المعدل البطيء من الارسال. أما إذا ازداد معدل الارسال بمقدار 10 مرات إلى 1330 بتة/ ثا في نفس البيئة الموصوفة في المثال 7-1 فإن كل بتة تكون غير مترابطة مع بتة أخرى تقع على بعد 10 بتات، وضمن البتات العشرة تكون البتات مترابطة مع بعضها. ويحصل الارتباط الأقوى بين البتات المتجاورة. وهـذا يعني أنـه إذا تعـرضت احـدى البتـات للخفوت فإن احتمال البتة المجاورة للخفوت أيضاً كبير جداً.

7-4 الهوائيات الموجهة مقابل مخططات التنوع .

7-4-1 الهوائيات الموجهة :

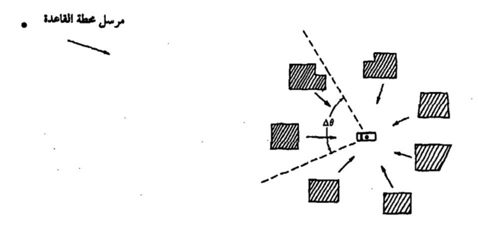
يمكن للهوائيات الموجهة المؤلفة من صفيف يضم N عنصر والمركبة على سقف الوحدة المتنقلة أن تقلل تردد الخفوت فقط وذلك بالمقارنة مع هوائي واحد، ولكنها لا تستـطيع زيادة الربح المستقبل نتيجة للعدد N من العناصر بالمقارنة مع الهوائي الواحد. يمكن ايجاد التفسير الفيزيائي لذلك بمراجعة الشكل 7-2. بما أن الاشارات

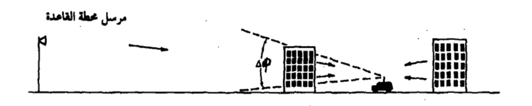
متعددة المسارات تأتي من جميع الاتجاهات حول الوحدة المتنقلة فإن الهوائي الموجه يستقبل فقط الاشارات متعددة المسارات الآتية من قطاع $\Delta\theta$. إذا كان القطاع $\Delta\theta$ أصغر فإن الخفوت أقل. يمكن أن يرى ذلك من معادلة تردد الخفوت (1-3-14) كالآتي:

$$f_d = \frac{V}{2\lambda}(1 - \cos\theta) \qquad 1\text{-}4\text{-}7$$

وأن تردد الخفوت الأعظمي هو:

$$f_{max} = V/\lambda \qquad 2\text{-}4\text{-}7$$





الشكل 7-2 استقبال الهوائي الموجه عند الوحدة المتنقلة

إذا كانت الاشارة تأتي من جميع الاتجاهات عندئذ نحصل على تردد الخفوت الأعظمي من المعادلة 7-4-1 لأنه إذا كانت $\theta = 180°$ فإن $f_d = f_{max}$. وعندما يصبح القطاع $\Delta\theta$ مساوياً إلى 45° فإن تردد الخفوت يقل إلى $0.15\ f_{max}$ طبقاً لـ $\theta = 45°$ وعندما يصبح القطاع $\Delta\theta$ مساوياً إلى 30° فإن تردد الخفوت يقل إلى $0.067\ f_{max}$ طبقاً لـ $\theta = 30°$. ومع ذلك فإن القطاع $\Delta\theta$ يتعلق بربح الهوائي الموجه وبالخسارة المترافقة مع بيئة الراديو المتنقل. تستخدم هنا علاقة الفراغ الحر لتري العلاقة بين ربح توجيه الهوائي وخسارة الاشارة المستقبلة نتيجة لتحديد القطاع $\Delta\theta$. في وصلة اتصالات خط النظر العادية يكون اتجاه الاشارة الآتية معلوماً عادة ولهذا يمكن التنبؤ عن قدرة الاشارة المستقبلة P_r بالشكل

$$P_r = \frac{P_t g_t g_r}{\left(\frac{4\pi r_1}{\lambda}\right)^2} \qquad 3\text{-}4\text{-}7$$

حيث P_t القدرة المرسلة، g_t ربح هوائي الارسال، r_1 المسافة بين الهوائيين، λ طول الموجة، g_r ربح هوائي الاستقبال. في بيئة الراديو المتنقل يمكن أن تأتي الاشارة من أي اتجاه باحتمالات متساوية، ولهذا لا يوجد تفضيل لاتجاه معين. وتكون الخسارة عادة نتيجة لتحديد قطاع الهوائي الموجه $\Delta\theta$ الذي يستقبل جزءاً من كامل الأمواج الآتية. يجب أن تعدل المعادلة 7-4-3 ـ لبيئة الراديو المتنقل على الشكل:

$$P_r = \frac{P_t g_t}{\left(\frac{4\pi r_1}{\lambda}\right)^2} (\alpha g_r) \qquad 4\text{-}4\text{-}7$$

حيث α عامل التخامد المرافق لعرض الشعاع المحدود للهوائي الموجه في بيئة الراديو المتنقل. يمكن التعبير عن المعلمتين α و g_r على الشكل:

$$\alpha = \frac{(\Delta\theta)(\Delta\phi)}{2\pi^2} \qquad 5\text{-}4\text{-}7$$

$$g_r = \frac{k}{(\Delta\theta)(\Delta\phi)} \qquad 6\text{-}4\text{-}7$$

حيث k ثابت، $\Delta\theta$ و $\Delta\phi$ هما عرضا شعاع الهوائي الموجه في المستويين. عندئذ يصبح جداء αg_r

$$\alpha g_r = \frac{k}{2\pi^2} = k_2$$

وهذا يري أن قدرة الاشارة المستقبلة في بيئة الراديو المتنقل ثابتة ولا تعتمد على درجة توجيه الهوائي الموجه.

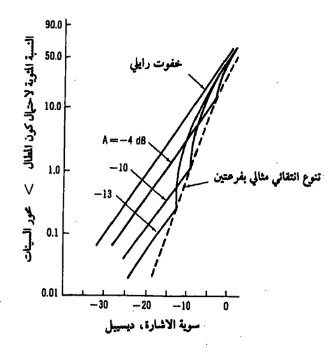
$$P_r = k_2\left[\frac{P_t\, g_t}{\left(\frac{4\pi r_1}{\lambda}\right)^2}\right] \qquad 7\text{-}4\text{-}7$$

7-4-2 مخطط التنوع للوحدات المتنقلة

تعاني الاشارة المستقبلة في الوحدة المتنقلة من خفوت شديد يؤثر على ارسال الصوت والمعطيات. وكذلك فإن سوية ضجيج حركة السير على الطرقات السريعة وفي مناطق ازدحام العمل عالية جداً بالمقارنة مع سويات الضجيج الأخرى. ولهذا السبب يمكن تحسين نسبة الاشارة إلى الضجيج في مستقبل الوحدة المتنقلة بتخفيض خفوت الاشارة وليس بزيادة حساسية المستقبل بسبب علو ارتفاع سوية ضجيج البيئة. يمكن ان ينصح بلاقط قليل الكلفة ذي تنوع فراغي بضم تبديلي لأن له جبهة راديوية واحدة فقط، تبنى الاشارة المستقبلة على سوية عتبة تتحكم بالمفاتيح. عندما تقع اشارة احد الهوائيين تحت سوية العتبة تستطيع الوحدة التبديل إلى الهوائي الآخر. يبين الشكل 7-3 سوية الأداء. إن أفضل سوية أداء لنظام الضم التبديلي هو عند سوية العتبة حيث يقترب الأداء من أداء نظام الضم الانتقائي (انظر الفصل 3-5). ويشير هذا إلى أنه إذا أمكن تنفيذ مخطط بسوية عتبة متغيرة آخذاً بالاعتبار البيانات المستقبلة في الماضي والحاضر فإن نظام الضم المتبديلي سيكون تقنية ضم فعالة.

غير أنه في الحقيقة يصعب الوصول الى أداء متوقع بنظام الضم المتبادل، ولهذا فإن الاختيار المبني على الكلفة في بعض الأحيان لايكون سياسة حكيمة.

يمكن لهوائيين عموديين تفصل بينهما مسافة λ 1.5 مركّبين على سطح عربة أن يؤمّنا ترابطاً منخفضاً بين اشارتي الاستقبال. ويكون الفرق بين شدتي الاشارتين هو 0.5 ديسيبل فقط المقدّرة في الفصل 6-3-4. لهذا يمكن تطبيق التنوع الفراغي العمودي في الوحدة المتنقلة.

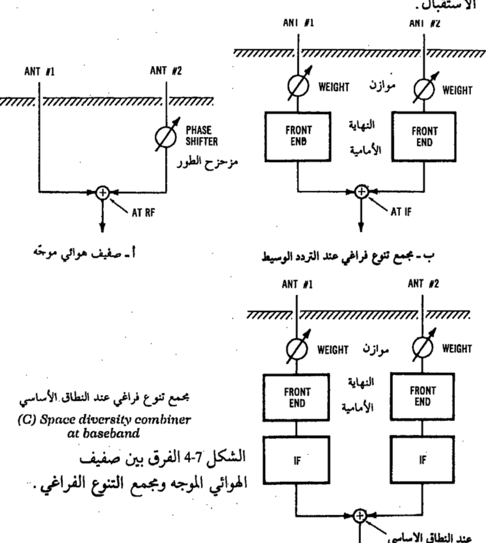


الشكل 7-3 أداء فرعتي إشارة بضم متبادل لسويات عتبة مختلفة.

7-4-3 ـ الفرق بين صفيف الهوائي الموجه ومخططات التنوع الفراغي

تُضم عناصر صفيف الهوائي الموجه عند التردد الراديوي عن طريق وضع علاقات طورية مناسبة بين العناصر في الفراغ وأطوال أسلاك التوصيل أو وضع مزحزحات طور تردد راديوي بين العناصر يمكن أن يوجه النمط الأشعاعي للهوائي ليكون معترضاً أو أمامياً كما هو مبين في الشكل 7-4 ـ أ . يضم مخطط التنوع الفراغي عادة عند التردد المتوسط أو عند النطاق الأساسي كما هو مبين في الشكلين 7-4 ـ ب و جـ. يمكن أن تكون تقنيات الضم إما للنسبة العظمى أو للربح المتساوي. تعمل تقنية النسبة العظمى للوصول إلى أعلى نسبة اشارة إلى ضجيج عند مخرج التردد المتوسط عن طريق موازنة الداخل لكل فرعة افرادية عند التردد الراديوي. تعمل تقنية ضم الربح المتساوي على توحيد طور الفرعات الافرادية ذات الاطوار العشوائية

عند التردد المتوسط. إن جمع قدرات الخروج عند النطاق الاساسي مكافىء لتقنية ضم النسبة العظمى. وكذلك تستخدم تقنيتا الضم الانتقائي والمتبادل تردداً راديوياً واحداً فقط في نفس الوقت من أجل اشارة الخرج المرغوبة. لا تؤثر جميع مخططات التنوع هذه على الانماط الاشعاعية لاستقبال الهوائيات الافرادية بعد ضم جميع الفرعات. وهذا هو الفرق الاساسي بين صفيف الهوائي الموجه ومخططات التنوع الفراغي. في موقع الوحدة المتنقلة يقلل صفيف الهوائي الموجه الخفوت بدون زيادة سوية استقبال الاشارة. ومن جانب آخر تقلل مخططات التنوع الخفوت وتزيد سوية الاستقبال.



أ ـ صفيف هوائي موجّه

ب ـ مجمع تنوع فراغي عند التردد الوسيط

مجمع تنوع فراغي عند النطاق الأساسي
(C) Space diversity combiner at baseband

الشكل 7-4 الفرق بين صفيف الهوائي الموجه ومجمع التنوع الفراغي.

5-7 اعتمادية التردد واستقلاليته.

1-5-7 اعتمادية التردد العامل على التنوع الفراغي

يبنى استخدام أو عدم أستخدام مخطط التنوع الفراغي على الترددات العاملة ومقدار الفراغ الفيزيائي المتوفر. يعتبر مخطط التنوع الفراغي بسيطاً نسبياً. فهو لا يحتاج طيفاً اضافياً للتباين كمخطط التنوع الترددي. وهو لا يعاني من خسارة 3 ديسيبل في القدرة المرسلة مثل مخطط التنوع الاستقطابي، يجب ان يكون التنوع الفراغي الاختيار الأول عند دراسة مخططات التنوع. في موقع الوحدة المتنقلة يكون فاصل الهوائي المطلوب لمخطط التنوع الفراغي نصف طول الموجة، ولتردد عامل أ جـ هـ، يكون نصف طول الموجة حوالي 15 سم (6 أنش) فقط، يمكن تركيب هوائيين مفصولين عن بعضهما بمسافة 6 إنش بسهولة، على سقف أو مؤخرة أي نوع من العربات. عندما ينخفض التردد العامل إلى 100 م هـ مثلاً فإن نصف طول الموجة يصبح 2 م (6 قدم) وهو طول غير عملي للفصل بين هوائيين على سقف الوحدة المتنقلة لهذا عند الترددات المنخفضة يؤخذ مخطط آخر يدعى تنوع مكونة الحقل (انظر الفصل 3-3). لهذا المخطط فوائد التنوع الفراغي بدون فاصل فراغي مطلوب.

2-5-7 استقلالية التردد العامل عن التنوع الترددي

يمكن استخدام التنوع الترددي في بعض الاحيان بفعالية ضد خفوت المسارات المتعددة. تحمل نفس معلومات الاشارة على ترددين بفاصل كافٍ من الطيف الترددي، وعند طرف الاستقبال تكون خصائص خفوتهما غير مترابطة، بضم الاشارتين الخافتتين المستقبلتين يقل الخفوت ويقل احتمال تأثر معلومات الاشارة بالخفوت، ينصح بمخطط آخر مثل ارسال نفس المعلومات في فترتين متعاقبتين. كلا المخططين يستطيع التغلب على الخفوت الشديد للاشارة المرسلة. يضحي المخطط الأول بالطيف بينما يقلل الثاني الانتاجية، اذا كانت الاعادة لكلمة بـ 40 بته مقدار خمس مرات على نفس التردد أو على ترددات مختلفة للتأكد من الاستقبال الصحيح فإن الانتاجية هي 1/5 . اذا كان ارسال نفس الكلمة على خمسة ترددات مختلفة في نفس الوقت فان عرض نطاق الطيف يزداد بمقدار خمس مرات.

يعتمد الفاصل الترددي لتطبيق التنوع الترددي على عرض نطاق التماسك المذكور في الفصل 3-3.

$$B_c = \frac{1}{2\pi\Delta} \qquad 1\text{-}5\text{-}7$$

حيث Δ هو تأخير الانتشار. في مناطق الضواحي $\Delta = 0.5\ \mu s$ إذن

$$B_c = 300\ \text{kHz}$$

في مناطق المدن $\Delta = 3\ \mu s$ اذن

$$B_c = 50\ \text{kHz}$$

في المناطق المكشوفة $\Delta \leq 0.2\ \mu s$ إذن $B_c \simeq 800\ \text{kHz}$

من البيانات السابقة يمكن اختيار الفاصل الترددي ΔF ليكون:

$$\Delta F > 300\ \text{kHz}$$

يصمم التنوع الترددي عادة لمقاومة الخفوت الشديد في مناطق الضواحي والمدن، لهذا يجب ان يكون استقبال الاشارة في المناطق المكشوفة قوياً بشكل كاف بحيث لا يحتاج إلى التنوع الترددي. وفي مناطق المدن يحتاج فقط إلى فاصل ترددي اكبر من 50 ك هـ. ولكن قاعدة التصميم تحتم دائماً تغطية تقليل الخفوت في مناطق الضواحي أي $\Delta F > 300\ \text{kHz}$. يحقق فاصل التردد هذا أيضاً متطلبات التنوع الترددي في مناطق المدن.

حقيقتان هامتان على التنوع الترددي:

١ ـ إن تأخير الانتشار Δ ليس تابعاً للترددات العاملة ما دامت أبعاد النواثر المحيطة بالوحدة المتنقلة اكبر بكثير من طول موجة الترددالعامل،في هذه الحالة يجب ان يكون مدى تردد بيئة الراديو المتنقل اكبر من 30 م هـ لبقاء Δ ثابتاً. لذلك عند ترددات أعلى من 30 م هـ لا تعتمد Δ على التردد العامل بل تعتمد فقط على المنشآت الصنعية وذلك في المناطق المكشوفة أو الضواحي أو المدن.

٢ ـ يمكن استخدام التنوع الترددي في كلا موقعي محطة القاعدة والوحدة المتنقلة بنفس الفاصل الترددي، بالرغم من أن الفاصل الفراغي المستخدم للتنوع الفراغي في كلا الموقعين مختلف، في مخطط التنوع الفراغي يكون فاصل الهوائي في موقع الوحدة المتنقلة $0{,}5\lambda$ ، وفي محطة القاعدة يكون فاصل الهوائي كبيراً جداً بحدود عدة اطوال موجه حسب ارتفاع هوائي المحطة. وهذا هو الاختلاف الرئيسي بين نوعي التنوع.

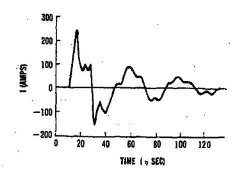
6-7 بيئة الضجيج .

يتضاءل الضجيج الصنعي أمام ضجيج اشتعال محركات العربات، لأن جميع العـربات تسير على الطريق الواحدة، قريبة جداً من الأخرى. لذلك فإن استقبال الاشارة في كل عربة يتأثر بضجيج اشتعال نفس العربة والعربات المحيطة بها. إن افضل معلومات عن بيئة ضجيج الحركة هو قياس تدفق حركة السير. يمكن تقدير سوية الضجيج الصنعي من بيانات تدفق حركة السير.

لتقـدير عرض شرارة الأشتعـال وعدد الشرارات في الثانية يجري الحساب البسيط التالي:

يدوم ضجيج شرارة اشتعال حادة واحدة تزيد عن 200 أمبير نموذجياً من /1/ إلى /5/ نانـو ثانية . يصـل الجزء العلوي من الشرارة إلى مدى تردد من 200 م هـ إلى 1 جـ هـ. يبلغ عرض الشرارة الأقـل من 100 أمبـير (انظر الشكل 7-5) 20 نانو ثانية . لنفترض أن للمحرك 8 اسطوانات لكل منها سرعة 3000 دورة / دقيقة . بما أنه في أية لحظة نصفها فقط في حالة اشتعال يكون إذن :

$$4 \times 3000 \text{ rpm} = 12000 \text{ rpm} = \frac{12000 \text{ rpm}}{60 \text{ s/m}} = 200 \text{ شرارة/ثا}$$

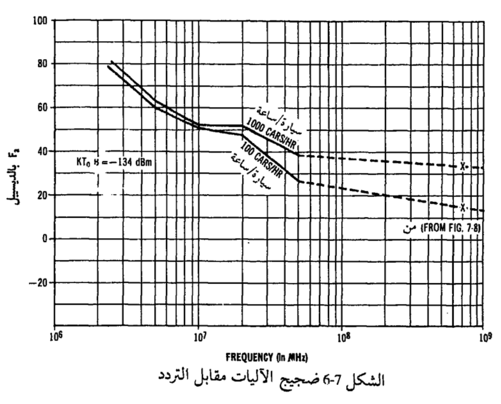


الشكل 7-5 اشكال موجة تيار دارة الاشتعال

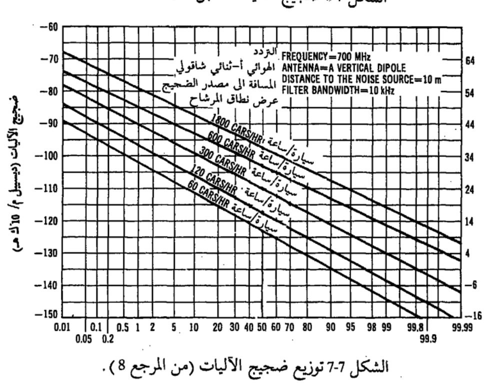
إذا وجدت عربات كثيرة على الطريق فإن عدد الشرارات يتضاعف حسب عدد العربات، ولهذا يعتمد الضجيج الصنعي على حركة السير. يؤثر الجزء المنخفض من الشرارة (أقل من 100 أمبير) على التردد المنخفض. إذا دامت الشرارة اكثر من 20 نانو ثانية فإن التأثير على التردد يكون حتى 50 م هـ أو أقل. يعبر عن قدرة ضجيج حركة الآليات بعامل الضجيج F_a ويبين في الشكل 7-6 كتابع للتردد ويبلغ عرض نطاق الضجيج عند الكاشف 10 ك هـ. يبلغ الضجيج الحراري عند درجة حرارة الغرفة (290 كلفن) وعرض نطاق مرشاح 10 ك هـ حوالي – 134 ديسيبل م. يبين الشكل 7-6 كثافتي حركة سير فكلما قل التردد ارتفع ضجيج الاشتعال. تؤثر كثافة حركة السير أيضاً على سوية الضجيج اكثر عند التردد العالي، وهذا ما يبينه الفرق في سويتي ضجيج على طول تدريج التردد بكثافتي حركة سير مختلفين. هناك عامل ضجيج 10 ديسبل استقبل من كثافة حركة سير قليلة (100 عربة/ الساعة) وعامل ضجيج 34 ديسيبل إستقبل من كثافة حركة سير عالية نسبياً (1000 عربة/ ساعة) في المدى 700 إلى 1000 م هـ. يتبع توزيع ضجيج الآليات التوزيع الطبيعي اللوغاريتمي كما هو مبين في الشكل 7-7 . قيست المعطيات بهوائي متناظر (ثنائي الاقطاب) عند تردد 700 م هـ. وكان عرض نطاق المرشاح المستقبل 10 ك هـ والمسافة لاقرب عربة 10 م (30 قدم).

تزيد سوية الضجيج دائماً مع زيادة كثافة حركة السير. يكون متوسط سوية ضجيج الآليات عند 50% . رسم متوسط ضجيج الآليات مقابل عدد السيارات/ الساعة في الشكل 7-8. لاحظ أن سوية الضجيج تزداد خطياً مع كثافة حركة السير في التدريج اللوغاريتمي حتى 1000 سيارة / ساعة ثم تستقر إذا زادت الكثافة (عن هذا الحد).

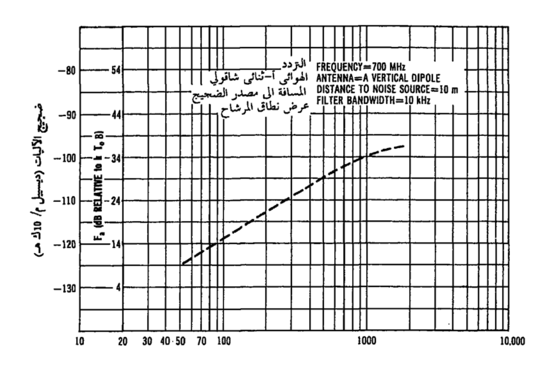
باستخدام بيانات الشكل 7-8 فقد استخدم الاستقراء الحسابي على منحنيات كثافتي حركة سير تمتد حتى 1 جـ هـ كما هو مبين في الشكل 7-6 بخطين منقطين بعد اضافة الخطين المنقطين في الشكل 7-7 يمكن ان نرى انه عندما تزداد كثافة حركة السير يظهر أن ضجيج الآليات يهبط ببطء مع ازدياد التردد من 100 م هـ إلى 1 جـ هـ وكذلك فإن تأثير حركة السير أكثر فعالية عند الترددات العالية منه عند الترددات المنخفضة. يبين الشكل 7-9 هذه الظاهرة حيث يصبح الميل على طول تدريج كثافة حركة السير أشد مع زيادة التردد. يكون الفرق بين سويتي الضجيج عند الوحدة المتنقلة ومحطة القاعدة 1 أو 2 ديسيبل. ورد التفسير عن ذلك باستخدام النموذج المبين في الفصل 6-4 .



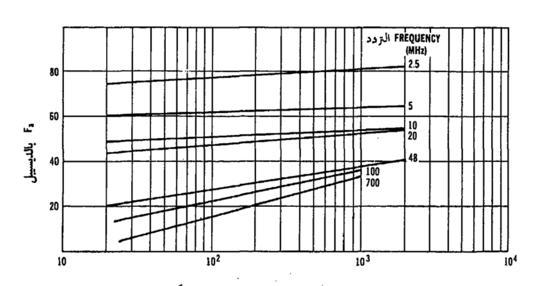
الشكل 7-6 ضجيج الآليات مقابل التردد



الشكل 7-7 توزيع ضجيج الآليات (من المرجع 8).



الشكل 7-8 متوسط ضجيج الآليات مقابل عدد السيارات/ ساعة.



الشكـل 7-9 متـوسط قدرة الضجيج لحركة الآليات معبراً عنه بالرمز Fa لترددات وكثافات سير مختلفة وعرض نطاق مكشاف الضجيج 10 ك هـ.

7-7 توصيلات الهوائي وتوضعه على الوحدة المتنقلة.

للحصول على استقبال جيد في الوحدة المتنقلة يجب أن يوضع الهوائي في أعلى ما يمكن. ولكن كلما ارتفع الهوائي كانت حركة كسره أسهل نظراً للحدودية الفيزيائية. وكذلك لا يريد معظم المستثمرين ان يثقب سقف العربة ويرغبون بمعاناة خسارة استقبال 3 ديسيبل لاستخدام التركيب الزجاجي، بينما يحب البعض أن يركب الهوائي على أعلى الصندوق الخلفي بحيث يسهل نزعه عندما لا يستخدم. كما أن تركيب الهوائي على المصدم هو إختيار آخر أيضاً.

1-7-7 : مواءمة الممانعة عند وصلة الهوائي:

يجب أن تتواءم ممانعة حمل الهوائي وممانعة السلك الواصل إلى مرسل/ مستقبل الوحدة المتنقلة لحذف الأمواج المنعكسة عن حمل الهوائي ولكن، إذا لم يصمم الصانعون منتجاتهم بعناية فائقة وبمواءمة ممانعة جيدة فإن الموجة المنعكسة تقلل أما القدرة المرسلة أو القدرة المستقبلة. لا يكلف مركبوا الهاتف المتنقل أنفسهم عادة عناء تقليل هذه الخسارة.

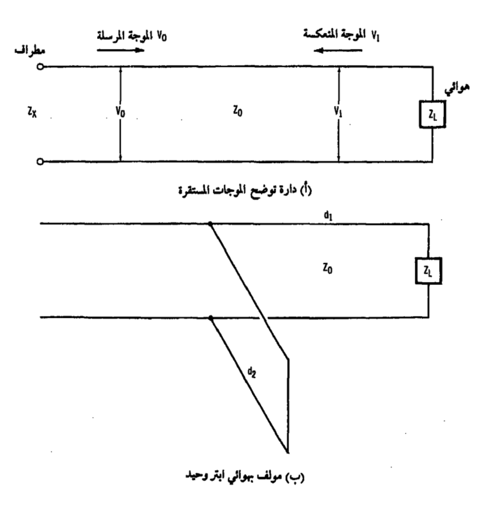
تقاس الخسارة باستخدام نسبة الموجة المستقرة SWR (انظر الشكل 7-10 أ).

$$SWR = \frac{V_0 + V_1}{V_0 - V_1} = \frac{1 + (V_1/V_0)}{1 - (V_1/V_0)} = \frac{1 + |\rho_v|}{1 - |\rho_v|} \qquad 1\text{-}7\text{-}7$$

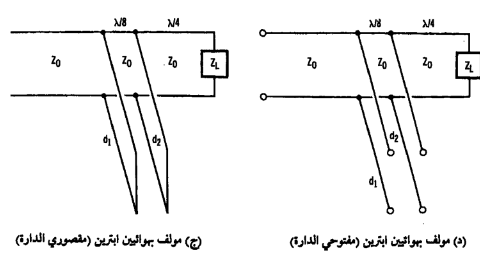
يبين الشكل 7-10 أ الجهدين V_1 و V_0 مكونتي الموجة المستقرة حيث ρ_v هو عامل إنعكاس الجهد ويمكن التعبير عنه بالعلاقة:

$$\rho_v = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{(R_L - R_0) + j(X_L - X_0)}{(R_L + R_0) + j(X_L + X_0)} \qquad 2\text{-}7\text{-}7$$

حيث Z_L هي ممانعة الحمل $Z_L = R_L + jX_L$ ، Z_x هي الممانعة على مسافة x باتجاه الحمل $X_0 = R_x + jX_x$, ، Z_0 الممانعة المميزة للخط $Z_0 = R_0 + jX_0$ من أجل مواءمة جيدة $V_1 = 0$، ونجد من المعادلة 7-7-1 ان $SWR = 1$.



الشكل 7-10 أجهزة مواءمة الممانعة



(ج) مولف بهوائيين ابترين (مقصوري الدارة) (د) مولف بهوائيين ابترين (مفتوحي الدارة)

تابع الشكل 7-10

مثـال 7-1 : ما هي الخســارات للحالتين $Z_0 = 0.5Z_L$ و $Z_0 = 0.7Z_L$

الحالة 1 : $R_0 = 0.7R_L, X_0 = 0.7X_L$ بتعويض هذه القيم في المعادلة 7-7-2 ينتج :

$$|\rho_v| = \frac{0.3(R_L + jX_L)}{1.7\,(R_L + jX_L)} = 0.18$$

$$\text{loss} = 20 \log (1 - 0.18) = 1.7 \text{ dB}$$

$$\text{SWR} = \frac{1.18}{0.823} = 1.43$$

الحالة (2): $R_0 = 0.5\,R_L, X_0 = 0.5\,X_L$ بتعويض هذه القيم في المعادلة 7-7-2 ينتج :

$$|\rho_v| = \frac{0.5}{2} = 0.25$$

$$\text{loss} = 20 \log (1 - 0.25) = 2.5 \text{ dB}$$

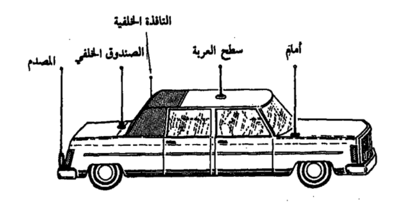
$$\text{SWR} = \frac{1.25}{0.75} = 1.67$$

يكون الفرق في بعض الأحيان بين Z_L،Z_0 كبيراً وعندئذٍ تكون الخسارة كبيرة جداً، لتقليل الخسارة يمكن استخدام موالف فرعي مفرد كما في الشكل 7-10 ب. نوع آخر من الموالف هو الموالف الفرعي المزدوج مع قصر دارة الفرعة كما في الشكل 7-10 جـ أو فتح دارة الفرعة كما في الشكل 7-10 د باستخدام هذه الموالفات نحتاج إلى ضبط طولين متغيرين هما d_2 ، d_1 كما هو مبين في الشكل 7-10 جـ أوالشكل7-10 د.

7-7-2 موضع الهوائي على جسم العربة

يمكن استخدام خمسة أماكن على جسم العربة، المقدمة، سقف العربة، النافذة الخلفية، سقف الصندوق الخلفي، المصدم كما هو مبين في الشكل 7-11 بغض النظر أينما توضع الهوائي يجب أن يكون أعلى من سقف العربة لكي يكون استقباله جيداً للأمواج التي تصله من جميع الجهات.

لا يتطلب هوائي التركيب الزجاجي عمل أي ثقب إلا أن خسارة اقتران الاشارة خلال الزجاج تختلف باختلاف سماكة الزجاج والتردد وتكون عادة حوالي 3 ديسيبل.



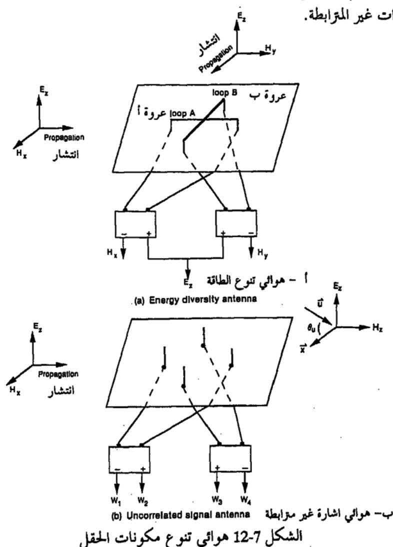
الشكل 7-11 تركيب هوائي الوحدة المتنقّلة.

3-7-7 التركيب العمودي:

يحدث في بيئة الراديو المتنقل اقتران متقاطع نتيجة للوسط ولهذا فإن قدرة الموجة المستقطبة عمودياً يمكن أن تقترن مع الموجة المستقطبة أفقياً. وليس لهذا تأثير قوي، ومع هذا فإن الهوائي الملائم المركب على الوحدة المتنقلة يجب أن يكون عمودياً ليكون إستقباله جيداً.

8-7 هوائيات تنوّع مكونات الحقل :

نوقشت ميّزات استخدام هوائيات تنو ع مكونـات الحقـل في الفصـل 3-4-2. وقد بيّن الشكل 7-12 دراسة جدوى لهوائي تنو ع مكونات الحقـل. توجـد تشـكيلتان في هـذا النظـام ، تدعـى احداهمـا بهوائي كثافـة الطاقـة وتدعـى الآخـرى بهوائـي الاشارات غير المترابطة.



أ - هوائي تنوع الطاقة
(a) Energy diversity antenna

ب- هوائي اشارة غير مترابطة
(b) Uncorrelated signal antenna

الشكل 7-12 هوائي تنوع مكونات الحقل

1-8-7 هوائي كثافة الطاقة :

يبيّن الجزء المركزي للشكل 7–12 أنّ نهايات العروتين المتصالبتين لهوائيات كثافة الطاقة تتصل مع دارة قارن هجينة °180 . أحد مخارج الدارة هو مخرج جامع والآخر مخرج طارح. تنتشر الموجة E_z بالاتجاه y حيث تستقبل كمجموع دخلين من الحلقة A وهي متناسبة مع الجهد. تستقبل الموجة H_x كفرق بين الدخلين من الحلقة A وهي متناسبة مع التيار. وتحصل العلاقة نفسها مع المركبتين E_z ، H_y من الحلقة B . وكما هو ظاهر من الشكل 1-5 جـ فإن الحقل E المنعكس عن ناثر سوف يشكل موجة مستقرة ، وكذلك الحقل H . يوجد بين الموجتين المستقرتين فرق في الطور مقداره °90 . مثال ذلك : لتكن احدى الموجات المستقرة تمثّل موجتين E على المخرج الجامع والآخرى تمثّل موجتين H على المخرج الطارح :

1-8-7 الحقل E متناسب مع $E \text{ field} \sim e^{+j\beta x} + e^{-j\beta x} \sim \cos \beta x$

2-8-7 الحقل H متناسب مع $H \text{ field} \sim e^{+j\beta x} - e^{-j\beta x} \sim \sin \beta x$

حيث β الرقم الموجي $\beta = 2\pi/\lambda$ و x مسافة الانتشار. بتربيع المعادلتين 1-8-7 و 2-8-7 وجمعهما نحصل على :

3-8-7 $$\cos^2 \beta x + \sin^2 \beta x = 1$$

والتي تبين أن اشارة الخفوت قد حُذفت كلياً وأن الغلاف أصبح ثابتاً. يمكن تطبيق المعادلة 3-8-7 في بيئة موجة مستقرة فقط . أما في بيئة خفوت عامة حيث يمكن حدوث عدة أمواج مستقرة فإن النتيجة لاتكون ثابتاً أي

4-8-7 $$s(x) = \left(\sum_{1}^{N} A_i \cos \beta x\right)^2 + \left(\sum_{1}^{N} B_i \sin \beta x\right)^2 \neq 1$$

حيث A_i و B_i مطالات الأمواج المستقرة ، وهي عشوائية في طبيعتها والأمواج E_z، H_x ، H_y غير مترابطة دوماً . يمكن تمثيل هوائي تنوع مكونات الحقل (انظر الفصل الثالث المرجعين 1 و 9) على الشكل التالي :

5-8-7 $$s(x) = \sum_{1}^{N} A_i \cos \beta x + \sum_{1}^{N} B_i \sin \beta x$$

كلا نوعى التنو ع كثافة الطاقة في المعادلـة 7-9-4 ومكونـات الحقـل في المعادلـة 7-8-5 يعملان بوضوح ، وأي منهما لايحتاج الى مباعدة الهوائى بينما يحتاج التنـو ع الفراغـى الى مباعدة الهوائى حسب طول موجة التردد الحامل. من الصعب الوصـول الى التنـو ع الفراغى عند الترددات المنخفضة نظراً لمتطلبات الفاصل الفيزيائى للهوائى :

7-8-2 هوائي تنوع الاشارات غير المترابطة :

يتبع هوائى تنو ع الاشارات غير المترابطة نفـس مبـدأ هوائـى تنـو ع مكونـات الحقل. لنفترض وجود حقلين كهربائيـين E_{21} و E_{22} يعبّر عنهما كما يلى :

$$E_{z_1} = \sum_{u=1}^{N} A_u \exp(-j\beta \mathbf{u} \cdot \mathbf{x}_1) = X_1 + jY_1 \qquad 7\text{-}8\text{-}6$$

و

$$E_{z_2} = \sum_{u=1}^{N} A_u \exp(-j\beta \mathbf{u} \cdot \mathbf{x}_2) = X_2 + jY_2 \qquad 7\text{-}8\text{-}7$$

حيث A_u مطـال عقـدي لموجـة كهربائيـة تنتشـر باتجـاه u . و u هـى وحـدة متجـه (شعاع) تتعلّق بزاوية θ_u بين u و x كما هو مبيّن في الشكل 7-12ب ، β هـو رقـم الموجة و N عـدد وصـول الأمـواج . يـمكن التعبير عن E_{21} و E_{22} بأجزاء حقيقية وخيالية كما هو مبين في المعادلتين 7-8-6 و 7-8-7 على التتالي .

يمكن التعبير عن خرجى هوائى تنو ع مكونات الحقل W_1 و W_2 كما هـو مبـين علـى الشكل :

$$W_1 = E_{z_1} + E_{z_2} = (X_1 + X_2) + j(Y_1 + Y_2) \qquad 7\text{-}8\text{-}8$$

$$W_2 = E_{z_1} - E_{z_2} = (X_1 - X_2) + j(Y_1 - Y_2) \qquad 7\text{-}8\text{-}9$$

ويكون الترابط بين الاشارتين W_1 ، W_2 هو :

$$\overline{W_1 W_2^*} = \overline{(X_1^2 - X_2^2)} + \overline{(Y_1^2 - Y_2^2)} + 2j\overline{(X_1 Y_2 - Y_1 X_2)} \qquad 7\text{-}8\text{-}10$$

$$= 2j\overline{(X_1 Y_2 - Y_1 X_2)} = 0$$

لأن :

$$\overline{X_1 Y_2} = \overline{Y_1 X_2} = 0$$

بأخذ المعادلتين 7-8-6 و 7-8-7 وأخذ متوسط حدود الجداء المشـار اليهـا في المعادلة 7-8-10 يمكن البرهنة أن المخرجين W_1 ، W_2 غير مترابطين .

ثانياً ، نفحص المعادلتين 7-8-8 و 7-8-9 . فإذا كـانت E_{21} و E_{22} مـترابطين بشدة فإن القيمة المتوسطة لـ W_2 تكون أصغر بكثير من W_1 ولافائدة من ضمهما حتى في حالة عدم ترابط W_1 و W_2. لكـى تبقـى قيـم W_1 و W_2 نفسـها مـن الضـروري أن نجعل ترابط غلاف E_{21} و E_{22} 0.5 كما يلي :

$$\rho_{|E_{z1}-E_{z2}|} = J_0^2[\beta(x_1 - x_2)] = 0.5 \qquad 11\text{-}8\text{-}7$$

حيث $J_0(\cdot)$ تابع بسل من النوع الأول والدرجة صفر. من المعادلة 7-8-11 :

$$J_0[\beta(x_1 - x_2)] = 0.707 \qquad 12\text{-}8\text{-}7$$

$$\beta(x_1 - x_2) = 1.1$$

$$x_1 - x_2 = \frac{1.1}{2\pi}\lambda = 0.175\lambda$$

إذن من التحليل النظري نجد أن المباعدة بين عنصري الهوائي هـو λ 0.175 ولكـن مـن النتائج التـجريبية يـمكن أن تـكون المباعـدة بـيـن عناصر الهوائي بحـدود 0.125λ أي أقل من القيمة النظرية .

المراجع

REFERENCES

1. Lee, W. C. Y., "A Study of the Antenna Array Configuration of an M-Branch Diversity Combining Mobile Radio Receiver," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-20 (Nov. 1971): 93–104.
2. Lee, W. C. Y., "An Extended Correlation Function of Two Random Variables Applied to Mobile Radio Transmission," *Bell Sys. Tech. J.* 48 (Dec. 1969): 3423–3440.
3. Lee, W. C. Y., "Introduction to Mobile Cellular Concepts," *Microwave Sys. News Commun. Tech.* (June 1985).
4. Lee, W. C. Y., "Antenna Spacing Requirement for a Mobile Radio Base-Station Diversity," *Bell Sys. Tech. J.* 50 (July–Aug. 1971): 1859–1874.
5. Lee, W. C. Y., "Preliminary Investigation of Mobile Signal Fading Using Directional Antennas on the Mobile Unit," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 15 (Oct. 1966): 8–15.
6. Rustako, A. J., Y. S. Yeh, and R. R. Murray, "Performance of Feedback and Switch Space Diversity 900 MHz, FM Mobile Radio System with Rayleigh Fading," *IEEE Trans. Commun.* 21 (Nov. 1973): 1257–1268.
7. Lee, W. C. Y., "Close-Spaced Diversity Antenna at HF," *IEEE Milcom 85* Boston, MA (Oct. 1985): 21–23.
8. Skomal, E. N., "Automotive Noise," *Man-made Radio Noise* (Van Nostrand Reinhold, 1978): ch. 2.
9. Lee, W. C. Y., and Y. S. Yeh, "Polarization Diversity System for Mobile Radio," *IEEE Trans. Commun.* Com-20 (Oct. 1972): 912–923.
10. Lee, W. C. Y., "Statistical Analysis of the Level Crossings and Duratio of Fades of the Signal from an Energy Density Mobile Radio Antenna," *Bell Sys. Tech. J.*, Vol. 46, No. 2, Feb. 1967, pp. 417–448.
11. Lee, W. C. Y., "An Energy Density Antenna for Independent Measurement of the Electric and Magnetic Field," *Bell Sys. Tech. J.*, Vol. 46, No. 7, September 1967, pp. 1587–1599.

8 - التشوير وبلوغ القناة

1-8 معايير تصميم التشوير.
2-8 معدل التنبيه الخاطىء.
3-8 معدل خطأ الكلمات.
4-8 تخصيص القنوات.
5-8 اعتبارات سعة التبديل.

1-8 معايير تصميم التشوير

ينقـل التشـوير المعلومات المستخدمة لانشاء وضبط وانهاء المكالمات، يمثل التشوير عادة على شكل رقمي يتألف من عدد من البتات تدعى كلمة. تحتاج الاشارة الواحدة عادة الى كلمة واحدة وستبنى معايير تصميم التشوير على أساس نوعين من الأداء: معدل التنبيه الخاطيء ومعدل خطأ الكلمات.

2-8 معدل التنبيه الخاطيء

يبنى معدل التنبيه الخاطيء على أساس احتمال التعرف الخاطيء على جميع الرموز المخصصة لمختلف الوظائف أو العناوين وعدم التمييز بينها. إن أكثر ما يزعج المستثمـر هو أن يجيب على الرقم المطلوب خطأ جهة أخرى، أو ان تتحول وظيفة عملياتية معينة مثل «طلب تسليم القناة» بعد استقبالها بوحدة الاستقبال لتترجم إلى عملية غير متوقعة مثل «اقفال».

تحدث هذه الحالة عادة نتيجة لتلوث الوسط بالضجيج. إذا كان الوسط هادئاً جداً فإن انسياب البتات سيستقبل بمعدل عال من الصحة ويكون معدل التنبيه الخاطيء منخفضاً جداً. إذا كان الوسط صاخباً فإن كثيراً من البتات المنسابة ستكون خاطئة عند طرف الاستقبال نتيجة للوسط ويكون معدل التنبيه الخاطيء عال جداً، يجري حساب معدل التنبيه الخاطيء على اساس مسافة هامنغ. تعني مسافة هامنغ لعدد d من البتات أن الفرق بين كلمتين مشفرتين مخصصتين بنفس طول الكلمة L هو الاختـلاف في بتـات هاتين الكلمتين في عدد d من الأماكن على طول L بتة. يستخدم معدل التنبيه الخاطيء كمعيار لتصميم مجموعة الكلمات المشورة على أساس صخب الوسط وأهمية الوظيفة. وقد تم اختيار مسافة هامنغ لعدد d من البتات من أصل كلمة بطول L بتة على أساس معدل خطأ البتات الافرادي الناتج عن الوسط.

بينت معدلات خطأ البتات في الفصل 3-6

يؤكد التصميم الملائم أنه من غير المحتمل أن تكون جميع البتات d أو أكثر منها في الطول L بتة خاطئة نتيجة لوسط الارسال. لهذا يبنى التصميم الملائم على أساس الانتقاء الملائم للعدد d. إذا كان الوسط صاخباً فإن قيمة d سوف تزداد. يمكن لمعدل التنبيه الخاطيء أن يضبط عند سوية معينة. يعطى معدل الانذار الخاطيء Pf بالعلاقة:

$$P_f = \text{false-alarm rate} = P_e^d(1 - P_e)^{L-d} \qquad 1\text{-}2\text{-}8$$

حيث P_e هو معدل خطأ البتات لكل بتة ، مثال ذلك لاحظ كلمتين مشفرتين بطول ٩ بتة أي: $L = 9$

1 0 1 0 1 1 0 1 0

1 1 0 1 0 1 0 0 0

توجد خمسة أماكن حيث البتات مختلفة، إذن d = 5 لنفترض أن معدل خطأ البتات لكل بتة هو 10^{-2} ، عندئذ تكون $P_e = 10^{-2}$.بتعويض L=9 ، $d = 5$ ، $P_e = 10^{-2}$ في المعادلة 8-2-1 يصبح معدل التنبيه الخاطيء P_f

$$P_f = (0.01)^5\,(1 - 0.01)^{9-5} \simeq 10^{-7}$$

إذن فرصة حدوث الانذار الخاطيء هي واحد من عشرة ملايين إذا كان عشرة آلاف مستثمر يطلبون نفس المنطقة في نفس الوقت فإن احتمال التنبيه الخاطيء هو 10^{-3}، وهذا يعني ان مستثمراً واحداً من كل ألف مستثمر سيستقبل تنبيهاً خاطئاً. وهذا بالطبع غير مرغوب فيه وحالة نادرة جداً. بعد توليد الكلمات المشفرة يجب أن تستقبل خالية من الأخطاء، اذا وجد أكثر من خمس بتات خاطئة في كلمة مشفرة بطول 9 بتة فإن مكشاف التشفير بدلاً من التعرف على الأخطاء فيها يفسرها ككلمة صحيحة تعرف مستثمراً آخر أو تأمر بوظيفة أو عملية أخرى مختلفة كلياً. هذا الحدث غير مرغوب فيه مطلقاً ويجب إزالته حيثما أمكن. يصف الفصل التالي ضبط معدل خطأ الكلمات.

3-8 معدل خطأ الكلمات.

معدل خطأ الكلمات هو احتمال ارسال كلمة مشفرة خاطئة أو كلمة خاطئة وهو يختلف عن معدل التنبيه الخاطيء. يحدث الخطأ في الكلمة بدرجة اكبر نسبياً بالمقارنة مع معدل الكلمات المفسرة خطأ. يكون معدل خطأ الكلمات دائماً أعلى من معدل التنبيه الخاطيء. يكون في أنظمة الاتصالات النموذجية معدل خطأ الكلمات من 10^{-2} إلى 10^{-3} ولكن معدل التنبيه الخاطيء يكون من 10^{-6} إلى 10^{-7} .

يتفحص الفصل التالي معدل خطأ الكلمات في بيئات مختلفة.

8-3-1 في بيئة غوص.

عندما يعرف معدل خطأ البتات P_e في بيئة غوص (انظر الفصل 3-6). فإن معدل خطأ الكلمات Pew لكلمة رسالة بطول L بتة يمكن الحصول عليه بالشكل ؛

$$P_{ew} = \text{word-error} = 1 - (1 - P_e)^L \qquad 8\text{-}3\text{-}1$$

لحالة دون تصحيح أخطاء. أما معدل خطأ الكلمات المشفرة Pew لكلمة شفرة مؤلفة من N بتة مع امكانية تصحيح t خطأ أو أقل يمكن ان يعطى بالعلاقة :

$$P_{ew} = 1 - \sum_{k=0}^{t} C_k^N P_e^k (1 - P_e)^{N-k} \qquad 8\text{-}3\text{-}2$$

حيث

$$C_k^N = \frac{N!}{(N-k)!k!} \qquad 8\text{-}3\text{-}3$$

إن ثمن تصحيح t خطأ مشفراً في رسالة رقمية بطول L هو اضافة N-L بتة اختبار التماثل في التشفير الدوري الثنائي أو إضافة N–L بته زائدة عن الحاجة في التشفير الكتلي الخطي. يكون العدد N–L بتة عادة أكبر بكثير من t بتة، عندئذ تكون الانتاجية η هي :

$$\eta = L/N \qquad 8\text{-}3\text{-}4$$

يكون في العادة شفرة بمسافة هامنغ d امكانية تصحيح الخطأ بمقدار:

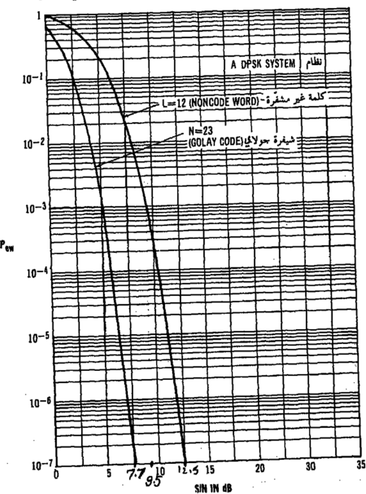
$$t = (d - 1)/2 \qquad 8\text{-}3\text{-}5$$

مثال 8-1 : لتشفير جولاي (23 ،12) 12 بتة رسالة و 11 بتة زائدة عن الحاجة ومسافة هامنغ هي 7 وهو قادر على تصحيح أي تشكيلة بثلاثة أخطاء عشوائية أو أقل في كتلة من 23 بتة.

والانتاجية $\eta = \frac{12}{23} = 0.52$

ما هو التوفيق بين الانتاجية وتقليل الخطأ؟ استخدم كلمة غير مشفرة فيها $L = 12$، وتشفير جولاي N = 23 للكلمة لتوضيح الفرق في الانتاجية وتقليل الخطأ بتطبيق المعادلة 8-3-1 والمعادلة 8-3-2 كما هو مبين في الشكل 8-1 . عند معدل خطأ الكلمات 10^{-3} (وهو المستخدم عادة للاتصالات) تكون سوية نسبة الاشارة إلى

الضجيج المطلوبة هي 9,5 ديسيبل للكلمة غير المشفرة و 5 ديسيبل لكلمة تشفير جولاي وعند معدل خطأ كلمات 10^{-7} وهو الذي يمكن قبوله للحاسوب فإن سوية نسبة الاشارة إلى الضجيج المطلوبة هي 7,7 ديسيبل لكلمة تشفير جولاي و 12,5 ديسيبل للكلمة غير المشفرة. عند تحديد معدل خطأ الكلمات تكون سوية نسبة الاشارة إلى الضجيج في ارسال كلمة غير مشفرة دائماً أعلى بمقدار 4,5 ديسيبل عن سوية كلمة بتشفير جولاي، من الممكن حقاً ان ترغب بدفع ثمن زيادة سوية نسبة الاشارة إلى الضجيج بمقدار 4,5 ديسيبل للكلمة غير المشفرة للحصول على نفس معدل خطأ الكلمات في تشفير جولاي ومضاعفة الانتاجية في نفس الوقت.



الشكل 8-1 معدلات خطأ الكلمات لكلمة غير مشفرة ولكلمة بتشفير جولاي في بيئة ضجيج غوصي

مقارنة بين معدل التنبيه الخاطىء ومعدل خطأ الكلمات.

يمكن مقارنة معدل التنبيه الخاطىء (المعادلة 8-2-2) مع معدل خطأ الكلمات (المعادلة 8-3-1) بضم العلاقتين على الشكل التالي:

$$\frac{P_{ew}}{P_f} = \frac{1-(1-P_e)^L}{P_e^d(1-P_e)^{L-d}} \simeq \left(\frac{1}{P_e}\right)^d\left[\left(\frac{1}{1-P_e}\right)^L - 1\right] \qquad 6\text{-}3\text{-}8$$

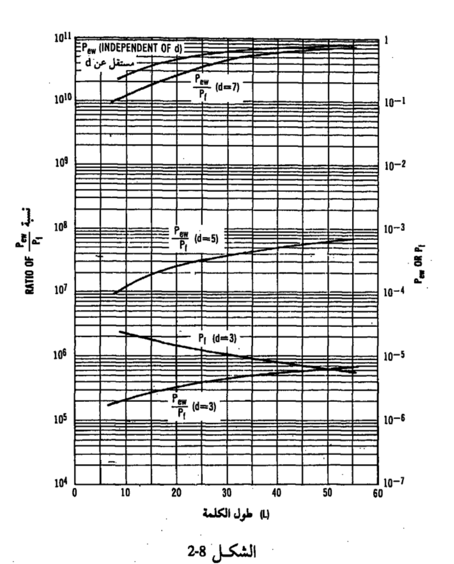
بما أن 1 >> Pe يمكن ايجاد التقريب من تمديد سلسلة تايلور على الشكل:

$$(1-P_e)^{-L} \simeq 1 + LP_e$$

لذلك تصبح المعادلة 8-3-6 على الشكل:

$$\frac{P_{ew}}{P_f} = \left(\frac{1}{P_e}\right)^d LP_e = LP_e^{1-d} >> 1 \qquad 7\text{-}3\text{-}8$$

شريطة أن تكـون $L << Pe^{-1}$. رسمت المعادلة 8-3-7 بحالة Pe = 0.03 في الشكل 8-2 وتشير إلى أن معدل خطأ الكلمات أعلى بكثير من معدل التنبيه الخاطىء في الظروف الطبيعية. وكذلك تزداد قيمة Pew عندما يزداد الطول L ولكن P_f تتناقص مع زيادة الطول L .



الشكل 2-8

نسبة معدل خطأ الكلمات إلى معدل التنبيه الخاطىء

مقابل مسافة هامنغ (Pe = 0.03)

8-3-2 في بيئة رايلي

تواجـه الاشـارات المـرسلة في بيئة خفوت رايلي تفجر الاخطاء بسبب فترة الخفوت. تتعلق فترة الخفوت بسرعة الوحدة المتنقلة عندما تكون السرعة عالية تكون فترة الخفوت قصيرة، وعندما تكون السرعة منخفضة تكون فترة الخفوت طويلة. ولهـذا فإن معدل خطأ الكلمات أو معدل خطأ الكلمات المشفرة يعتمد على سرعة العربة ومع ذلك فمن الصعب جداً ايجاد علاقة تحليلية لمعدل خطأ الكلمات بدلالة سرعـة العربة، ولهـذا نوقشت حالتـان متطرفتان: حالة الخفوت السريع وحالة الخفوت البطيء.

8-3-3 حالة خفوت سريع في بيئة خفوت رايلي

تعرف حالة الخفوت السريع وكأن سرعة الوحدة المتنقلة تقترب من اللانهاية وبالتأكيد فأن هذه الحالة غير واقعية. ومع ذلك فهي تخدم كقيمة حدية علوية لمعدل خطأ الكلمات. عندما تتزايد سرعة العربة إلى اللانهاية فإن توزيع خفوت الاتساع يبقى ثابتاً دون تبديل ولكن فترة الخفوت تقترب من الصفر. عند ارسال انسياب البتـات بمعـدل ثابت وبافتراض أن $V = \infty$، عندئذ لا يوجد ارتباط بين البتات المتجاورة طالما ان خصائص الخفوت لكل بتة هي موضع الاهتمام. في هذه الحالة يمكن معاملة كل بتة مستقلة بمفردها. يمكن إيجاد متوسط معدل خطأ البتات $<P_e>$ لكل نظام رقمي خلال بيئة خفوت رايلي من الفصل 3-6 (من المعادلة 3-6-8 إلى معادلة 3-6-11). عندئذ يكون معدل خطأ الكلمات المشفرة لكلمة مشفرة (N,K) مع امكانية تصحيح t خطأ بنفس شكل المعادلة 8-3-2

$$<P_{cw}> = 1 - \sum_{k=0}^{t} C_k^N <P_e>^k (1 - <P_e>)^{N-k} \qquad 8\text{-}3\text{-}8$$

بين الرمز C_k^N في المعادلة 8-3-3.

استخدام نظام الابراق بزحزحة الطور التفاضلي لتوضيح الاختلاف في $<P_{cw}>$ بين هذه الحـالة وحالة الخفوت البطيء المبين في الفصل التالي، وذلك لبساطة علاقته (انظر المعادلة 3-6-8) في بيئة رايلي.

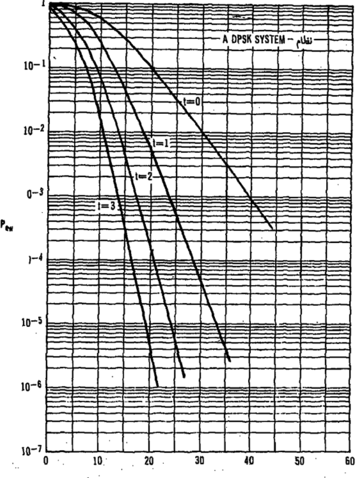
تبين التحاليل التالية ستراتيجيات ارسال التشوير المختلفة.

الارسال العادي ($t=0$):

يمكن أيجاد معدل خطأ الكلمات في حالة عدم وجود امكانية تصحيح الاخطاء من المعادلة 8-3-8 بوضع $t = o$

$$<P_{ew}> = 1 - (1 - <P_e>)^N \qquad 9\text{-}3\text{-}8$$

رسمت المعادلة 8-3-9 في الشكل 8-3 لحالة N تساوي 22 بتة.



الشكل 8-3 معدل خطأ كلمة مشفرة من 22 بتة في بيئة خفوت رايلي

أرسال مشفر بشفرة تصحيح الاخطاء $(t \neq 0)$:

يمكن الحصـول على معدل خطأ الكلمات بوجود امكانية تصحيح الأخطاء لخطأ واحد (t = 1 من) من المعادلة 8-3-8 على الشكل :

$$<P_{ew}> = 1 - (1 - <P_e>)^N - N(1 - <P_e>)^{N-1}<P_e> \qquad 10\text{-}3\text{-}8$$

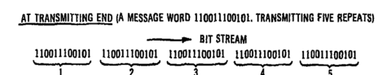
رسمت المعادلة 8-3-10 أيضاً في الشكل 8-3 لحالة N تساوي 22 بتة

الارسال المتكرر وعملية تصويت الغالبية :

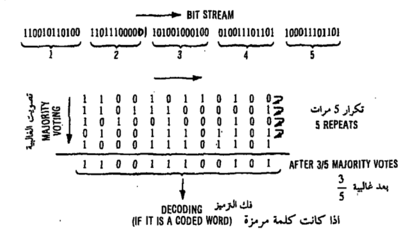
في حالة ارسال كلمات متكررة تتطلب صيغة اعادة الكلمة إلى عملية تصويب الغالبية لكشف الكلمات المتكررة عند زمن الاستقبال. بافتراض ان كل كلمة قد أعيدت J مرة خلال الارسال فإن انسياب بتات الرسالة المقبلة J مرة يجب أن ترصف بتة فبتة كما هو مبين في الشكل 8-4 . تكون J عادة رقماً فردياً ولكل بتة من الرسالة تعاد J مرة. واذا كان من بينها $\frac{(J+1)}{2}$ مرة معادة أو أكثر من الواحدات (1) فإن البتة المستقبلة هي (1). تستخدم عملية تصويت الغالبية هذه لتحديد كل بتة صحيحة من الرسالة عندئذ تؤلف كلمات الرسالة الناتجة عند تصويت الغالبية لانسياب بتات الرسالة المحسن. لتوضيح هذه الستراتيجية في تقليل خطأ الكلمات نفترض أن طرف الارسال يستخدم تشفيراً لتصحيح بتة خاطئة واحدة وعند طرف الاستقبال بعد أن يتشكل انسياب بتات الرسالة المحسن بتطبيق عملية تصويت الغالبية تقوم امكانية تصحيح البتة الخاطئة الواحدة بتحسين فرص الحصول على انسياب بتات رسالة خال من الاخطاء. في ظروف الخفوت السريع وبافتراض عدم وجود ارتباط بين أية اثنتين من البتات المكررة J مرة فإن معدل خطأ البتات المحسن $<P_e'>$ للمرات المكررة J مرة مع عملية تصويت الغالبية يمكن ان يعطى بالعلاقة :

$$<P_e'> = \sum_{k=\frac{J+1}{2}}^{J} C_k^J <P_e>^k (1 - <P_e>)^{J-k} \qquad 11\text{-}3\text{-}8$$

رسمت المعادلة 8-3-11 في الشكل 8-4 في حالتين من حالات عملية تصويت الغالبية : حالة اثنان من ثلاثة وحالة ثلاثة من خمسة باستخدام نظام الابراق بزحزحة الطور التفاضلي. إن معدلات خطأ البتات المحسنة للارسال المتكرر أخفض من تلك للارسـال غير المتكـرر لأن في حالة الخفوت السريع تكون جميع بتات الرسالة غير



AT RECEIVING END (CERTAIN BITS ARE CHANGED DUE TO THE CONTAMINATION OF THE MEDIUM)



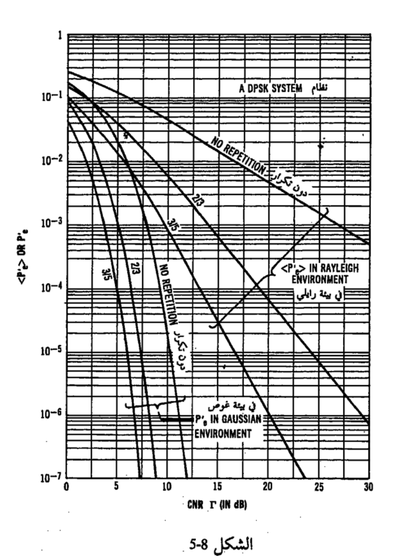
الشكل 8-4 توضيح الارسال المتكرر وعملية تصويت الغالبية

مترابطة. يري الشكل 8-5 . أيضاً مقارنة لمعدل خطأ البتات المحسن في بيئتي رايلي وغوص. لا يمكن لمعدل خطأ البتات في بيئة رايلي حتى بعد عملية تصويت الغالبية أن يكون أخفض منه في بيئة غوص. إذا كانت هناك كلمة بطول N بتة رسالة غير مترابطة فإن معدل خطأ البتات حيث تكون بتة أو أكثر خاطئة يمكن ان يعبر عنه بشكل مشابه للمعادلة 8-3-8 على الشكل:

$$<P_{ew}'> = 1 - (1 - <P_e'>)^N \quad \text{(بدون تصحيح أخطاء)} \qquad 12\text{-}3\text{-}8$$

إذا كانت كلمة بطول N بتة رسالة غير مصححة فإن معدل خطأ البتات حيث تكون اكثر من t بتة خاطئة يمكن الحصول عليه بالشكل:

$$<P_{ew}'> = 1 - \sum_{k=0}^{t} C_k^N <P_e'>^k (1 - <P_e'>)^{N-k}, \quad \text{تصحيح t خطأ} \qquad 13\text{-}3\text{-}8$$

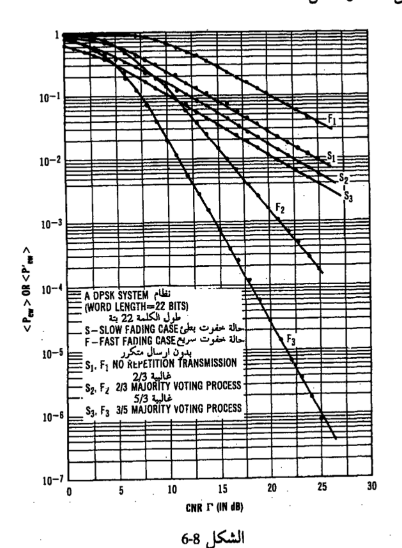


الشكل 5-8

مقارنة لمعدلات خطأ البتات المحسنة في بيئة رايلي وبيئة غوص

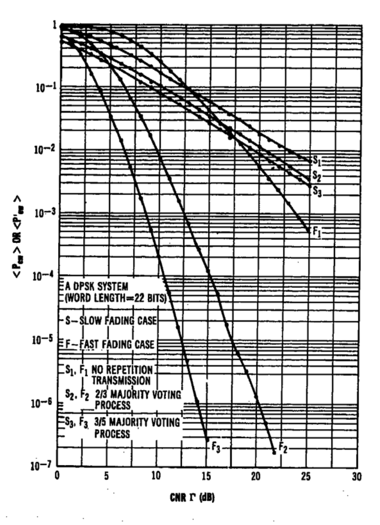
(حالة خفوت سريع)

رسمت المعادلة 8-3-12 والمعادلة 8-3-13 في الشكلين 8-6 و 8-7 على التتالي لمقارنة أداء الارسال المتكرر مع أداء الارسال غير المتكرر، بالمقارنة مع حالة ارسال غير مشفر وغير متكرر فإن الارسال المشفر والمتكرر يؤدي إلى تحسين الأداء بشكل كبير كما في الشكل 8-6 . والشكل 8-7 .



الشكل 8-6

معدلات خطأ البتات مع وبدون ارسال متكرر وبدون تشفير لتصحيح الأخطاء .



الشكل 8-7

معدلات خطأ البتات مع وبدون ارسال متكرر

تشفير لتصحيح خطأ واحد

8-3-4 حالة خفوت بطيء في بيئة خفوت رايلي:

حالة الخفوت البطيء هي عندما تتحرك الوحدة المتنقلة ببطء شديد ولكنها غير متوقفة. في هذه الحالة تكون جميع البتات مترابطة فيما بينها ولهذا إذا كانت احدى البتات في حالة خفوت فإن احتمال كون البتات المجاورة لها في حالة خفوت ايضاً هو احتمال عال جداً. نفترض ان جميع البتات في الكلمة تقع تحت نفس شروط الخفوت أي أن جميعها تقع إما فوق الخفوت أو في نفس الخفوت. تعامل الكلمة في حالة الخفـوت البطيء هذه وكأنها بتة واحدة في حالة الخفوت السريع. والنتيجة تكون متوسط معدل خطأ الكلمات لحالة خفوت بطيء في بيئة خفوت رايلي.

الارسال العادي $(t = 0)$:

تبين المعادلة 8-3-1 معدل خطأ الكلمات P_{ew} لاشارة مرسلة في بيئة خفوت غوص. بما أن الكلمة بكاملها تعامل كأنها بتة مفردة أرسلت في بيئة خفوت رايلي فإن متوسط معدل خطأ الكلمات بهذا الشرط يصبح :

$$<P_{ew}> = \int_0^\infty P_{ew}\, p(\gamma)\, d\gamma \qquad 8\text{-}3\text{-}14$$

حيث $p(\gamma)$ هو تابع الكثافة الاحتمالي لخفوت رايلي المبين في المعادلة 3-6-7 . رسمت المعادلة 8-3-14 في الشكل 8-6 .

الارسال المشفر بتصحيح الاخطاء $(t \neq 0)$:

يمكن الحصول على معدل خطأ الكلمات مع القدرة على تصحيح خطأ واحد $(t = 1)$ في حالة الخفوت البطيء $(V \to 0)$ بأخذ متوسط الكلمة المشفرة كاملة كبتة مفردة في بيئة خفوت رايلي. وهذا يعني أنه بتعويض المعادلة 8-3-2 في المعادلة 8-3-14 . نجـد معدل خطأ الكلمات للكلمة المشفرة كما هو مبين في الشكل 8-7 .

الارسال المتكرر وعملية تصويت الغالبية.

يعطى معدل خطأ البتات المحسن P_e بعد عملية تصويت الغالبية لعدد J مرة من الارسال المتكرر بالعلاقة :

$$P_e' = \sum_{k=\frac{J+1}{2}}^{J} C_k^J P_e^k (1 - P_e)^{J-k} \qquad 15\text{-}3\text{-}8$$

حيث P_e هو معدل خطأ البتات في بيئة غوص كما أدرجت في المعادلات من 3-6-1 إلى 3-6-4 . سيستخدم نظام الابراق بزحزحة الطور التفاضلي لتوضيح الأداء. بتعويض المعادلة 3-6-1 في المعادلة 8-3-14 نحصل على معدل خطأ البتات المحسن P_e' في الشكل 8-5 كما في بيئة غوص. معدل خطأ البتات المحسن P_e' في حالة الخفوت السريع أعلى منه في حالة الخفوت البطيء في كلا عمليتي تصويت الغالبية : اثنان من ثلاثة وثلاثة من خمسة. يكون متوسط معدل خطأ الكلمات الناتج عن الارسال المتكرر هذا هو:

$$<P_{ew}'> = \int P_{ew}' \, p(\gamma) \, d\gamma \qquad 16\text{-}3\text{-}8$$

حيث

17-3-8 الشكل العام

$$P_{ew}' = 1 - \sum_{k=0}^{t} C_k^N (1 - P_e')^{N-k} P_e'^k$$

(حالة بدون تصحيح أخطاء t = o)

$$= 1 - (1 - P_e')^N$$

(حالة تصحيح خطأواحد t = 1)

$$= 1 - (1 - P_e')^N - N(1 - P_e')^{N-1} P_e'$$

رسمت المعادلة 8-3-16 بحالة عدم تصحيح اخطاء وبحالة تصحيح خطأ واحد في الشكل 8-6 والشكل 8-7 على التتالي. إن عملية تصويت الغالبية بعدد أكبر من التكرار وعدد أعلى من تصحيح الاخطاء يحسن دائماً الأداء، ولكن ذلك على حساب ضعف الكفاءة والانتاجية.

8-3-5 مقارنة بين حالة خفوت بطيء وحالة خفوت سريع.

في الارسال العادي أي بدون تصحيح أخطاء وبدون ارسال متكرر يكون اداء معدل

خطأ الكلمات في حالـة الخفـوت السريع أسـوأ دائـماً منـه في حالـة الخفـوت البـطيء. عنـدما يطبق الارسال المتكرر يتفوق أداء معدل خطأ الكلمات في حالة الخفوت السريع عنه في حالة الخفوت البطيء كما هو مبين في الشكلين 8-6 ،8-7 . اضافة لذلك يصبح الأداء أكثر فعالية باستخدام التشفير والارسال المتكرر في حالة الخفوت السريع عنه في حالة الخفوت البطيء. بما أن معدل خطأ الكلمات الحقيقي يقع بين هاتين الحالتين فإنه نتيجة لما وجد أعلاه فإن فائدة استخدام الارسال المتكرر قد شرحت جيداً.

4-8 تخصيص القنوات.

عند تصميم نظام اتصالات متنقل بمصادر محدوده من الترددات المخصصة يجب الأخذ بعين الاعتبار مخطط تخصيص القناة. هناك خطط كثيرة في تعيين القناة قد وصفت في هذا الفصـل مثل تخصيص القناة الواحدة، تخصيص القناة ضمن خلية، المشاركة بالقناةواستعارة القناة.

1-4-8 تخصيص القناة الواحدة

ذكر من قبل أن مصادر الاقنية محدودة وتتطلب محاولات لاعادة استخدامها في مواقع جغرافية مختلفة. إذا لم يحسن تصميم مخطط اعادة استخدام القناة فإن ذلك سيسبب تداخل القناة الواحدة في النظام ويؤثر على اداء النظام بكامله.يجب ازالة تداخل القناة الواحدة. تتحدد المسافة الصغرى أي التي يمكن عندها اغفال تداخل القناة الواحدة أولاً بتعيين النسبة المطلوبة للحامل إلى التداخل (C/I) عند استقبال الاشارة ثم تعليق هذه النسبة بخسارة الانتشار والتي هي تابع لمسافة الانتشار مثلما وصفت في الفصل 4-2 .

هنـاك معلمـة تدعى بعـامل تخفيض القناة الواحدة تستخدم لفصل القناة الـواحـدة في منطقتين مختلفتين وقد ذكرت في الفصل 4-2 في ارض منبسطة مثالية

ولنسبة مطلوبة من الحامل إلى التداخل تعادل 18 ديسيبل أمكن الحصول على العامل a بالشكل

$$a = D/R = 4.6 \quad (\text{for } C/I \geq 18 \text{ dB}) \qquad 1\text{-}4\text{-}8$$

حيث R نصف قطر الخلية، D المسافة بين خليتي القناة الواحدة لهذا أي إعادة، للقناة يجب ان تعين على مسافة D تعادل 4-6 مرة من نصف قطر الخلية.

$$D = 4.6\,R \qquad 2\text{-}4\text{-}8$$

ولكن في البيئة الحقيقية D = 6R هي المستخدمة في انظمة الخلايا ذات الهوائيات غير الموجهة. في مناطق التلال تكبر قيمة a عادة. هناك ستراتيجيتان يمكن استخدامها لتعيين القناة الواحدة وهي موصوفة في الفصل التالي.

نسبة صغرى ثابتة من الحامل إلى التداخل لجميع الأقنية.

تحت هذه الستراتيجية تبقى سوية العتبة للمستقبلات المتنقلة نفسها وتبنى على أساس نسبة صغرى من الحامل إلى التداخل (C/I). بعد ذلك تتبع جميع الأقنية نسبة مطلوبة من D/R لتحديد فاصل القناة الواحدة. إذا كان حجم الخلية أصغر يكون الفاصل أقل. إن فائدة استخدام هذه الستراتيجية هي بساطة عمل النظام حيث لا توجد ضرورة لأن تتحكم محطة القاعدة (أو ما يدعى موقع الخلية) في ضبط سويات عتبة اللواقط المتنقلة.

نسبة صغرى مختلفة من الحامل إلى التداخل بين جميع الاقنية.

تعين مجموعة من الاقنية لكل خلية، تبنى بعض الاقنية على أساس سوية استقبال C/I = 18 dB عند الوحدة المتنقلة ويبنى بعضها الآخر على أساس سوية أعلى من 18 ديسيبل ربما 24 ديسيبل. لم يعد عامل تخفيض القناة الواحدة في هذه الحالة مساوياً إلى 4,6 . يمكن حسابه بتبديل C/I = 24 dB في المعادلة 3-2-4 على أساس وجود 6 أقنية تداخل بالشكل:

$$\frac{C}{I} = \frac{a^4}{6} \geq 251 \qquad 3\text{-}4\text{-}8$$

ومنه (8-4-4) $\alpha \geq 6.23 \quad (\text{for } C/I \geq 24 \text{ dB})$

يمكن وضـع خطة النـظام بالاستناد إلى هذه الستراتيجية مثلما هو مبين في الشكل 8-8 . اذا بنيت خلية بنصف قطر 10 ميل على أساس C/I = 18 dB فإن حجم الخلية سيكون أصغر إذا بنيت على أساس C/I = 24 dB .

لا يمكن إيجاد حجم الخلية المصغرة من المعادلة 4-2-3 أو المعادلة 8-4-3 لأن هاتين المعادلتين صحيحتان لأي حجم من الخلايا . لهذا تستخدم قاعدة خسارة مسار انتشار الراديو المتنقل 40 ديسيبل / العقد لحساب حجم الخلية المصغر.

يتعلق الاختلاف في انصاف أقطار الخلية بالاختلاف في قدرة الحامل المستقبلة وهي 6 ديسيبل من المعادلة 2-3-20 .

$$6 \text{ dB} = 40 \log \frac{10}{x} \qquad \text{5-4-8}$$

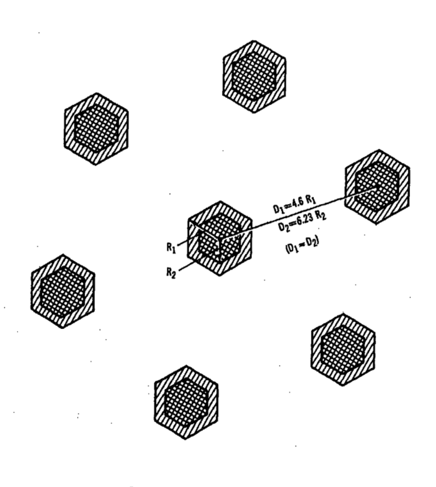
يكون نصف القطر الجديد x هو 7 أميال كما هو مبين في الشكل 8-8. يمكن إيجاد مسافات فواصل القناة الواحدة للحالتين المختلفتين على الشكل:

(خلية 10 ميل) $D_1 = 10 \times 4.6 = 46$ miles (for a 10-mile cell, and $C/I \geq 18$ dB)

(خلية 7 ميل) $D_2 = 7 \times 6.23 = 43.6$ miles (for a 7-mile cell and $C/I \geq 24$ dB)

ان مسافتي الفصل نفسها تقريباً لذا لا تضاف مواقع خلايا جديدة . عند تطبيق هذه الستراتيجية على تصميم النظام تقسم مصادر الترددات كلها إلى مجموعتين من الاقنية . تستخدم احدى المجموعتين لخدمة ظروف الحركة العامة في خلية الـ 16 كم (10 ميل) وتـوجه المجموعة الاخرى للمناطق التي تحتاج إلى أقنية أكثر لتستوعب الحركة المحلية .

لا تزيد هذه الستراتيجية السعة الكلية للحركة ولكنها تحسن أداء النظام في مواقع محددة من الحركة شديدة الازدحام في الخلية .



مخصصة

ASSIGNED $\{F_1\}_i$, $C/I \geq 18$ dB

مخصصة

ASSIGNED $\{F_1\}_j$, $C/I \geq 24$ dB

TOTAL NUMBER OF CHANNELS IN A CELL $= \{F_1\} = \{F_1\}_i + \{F_i\}_j$

عدد القنوات الكلي في خلية

الشكل 8-8 سويات مختلفة من C/I بين جميع الأقنية المستقبلة.

2-4-8 تخصيص القناة ضمن خلية

تتحكم نسبة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد المذكورة في الفصل 4-4 بتخصيص القنـاة ضمن الخلية. لذلـك يبنى تخصيص القناة على أساس الضغط المطلوب لنسبة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد وخصائص مرشاح أجهزة الاستقبال المتنقلة . من الشكل 4-2 إذا كانت نسبة مسافة الطرف القريب إلى الطرف البعيد هي 10 وكانت خصائص المرشاح هي 10 ديسيبل/ الضعف عندئذ يجب فصل قنـاتي الـتردد المخصصتين في الخلية بمقدار 16 قناة طبيعية. ادخل في الفصل 5-5 مفهوم نظام الخلية وبين الشكل 5-16 مقدار 21 مجموعة فرعية ومن بينها كانت أقرب قنـاتـين في المجمـوعة تبعدان 7 أقنية عن بعضها. عين بحذر مجموعة أو أكثر من المجمـوعات الـ 21 في الخلية لكي تقلل نسبة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد، بين في الشكل 5-12 احتمال وجود وحدتين متنقلتين في نصفي قطرين محددين r2،r1 في الخلية . كما بين في الشكل 5-13 معدلات خطأ البتات الناتجة عن نسبة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد عند نسب محددة ومختلفة من d1/d2 . يساعد هذان الشكلان في عرض استراتيجية تعيين التردد المناسب.

3-4-8 المشاركة بالقناة

عند تخصيص التردد ووفقاً لظروف حركة الاتصالات المحلية يمكن لمجموعة من الأقنية الترددية أن تشترك بين موقعي خليتين إذا استخدمت هوائيات غير موجهة أو أن تشترك بين وجهين في موقع خلية إذا استخدمت هوائيات موجهة في الخلية . تزداد سعة الحمل المقدمة (المعرفة كسعة خدمة بعدد محدد من الأقنية) دائماً في انظمة المشاركة بالقناة .

المشاركة بالقناة في خلية بهوائي غير موجه :

لنفـترض أنـه تم تعيين 45 قنـاة لكل موقع خلية. إذا عينت 15 قناة من بين الأقنية الـ 45 في كل موقـع لتشـترك مع خلية أخـرى فإن أعـلى رقـم من الاقنية المتـوفـرة هو 60

وأقـل رقم هو 30 قنـاة مثلما هو مبين في الشكل 8-9 أ. يمكن مقارنة كثافة حركة الاتصالات لمخطط المشاركة بالقناة هذا مع مخطط عدم المشاركة بالقناة. يستخدم نمـوذج ارلنـغ B لتـوضيح الفرق. يبنى نموذج ارلنغ B على أساس الخدمة بدون أفضلية الدور، أي ان المكالمات التي ليس لها منفذ تلغى. يدعى هذا بنظام الضياع لأن موقع الخلية يُضيع المشـترك الـذي يصل إليه عندما تكون جميع الأقنية مشغولة.

يُبـنـى نموذج ارلنغ C بظروف انتظـار المكالمـات غـير النـافذة. يظهـر نموذجـا ارلنغ B , وارلنغ C في الجدولين 8−1 و8−2 على التتالي.

اذا كان عدد قنوات الخدمة N هو نفسه وكانت قيمة احتمال عدم النفاذ P(B) نفسها فإن نموذج ارلنغ B يقدم وحدات ارلنغ أكثر من نموذج ارلنغ C.

من حدود المعطيات يمكن تشكيل نموذج سير الاتصالات الخلوية بين نموذجـي ارلنغ. في هذا الفصل نستخدم جدول ارلنغ B فقط لحساب السعة التوصيلية.

تعطى الفرضيات التالية:

N عدد الأقنية/ الخلية.

$\bar{t}$ متوسط مدة المخابرة = 1,76 دقيقة.

B احتمال عدم النفاذ = 2%

$A(N,B)$ الحمل المقدم (وهو تابع لكل من B,N).

الحالة 1: حالة عدم مشاركة بالقناة.

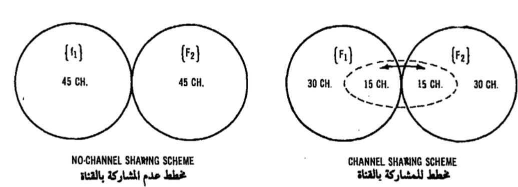
N هي 45 قناة/ الخلية (عدم مشاركة).

A (45,0.02) هي 35,6 ارلنغ (من الجدول 8-1).

M عدد الوحدات المتنقلة التي يمكن خدمتها أو عدد المستثمرين.

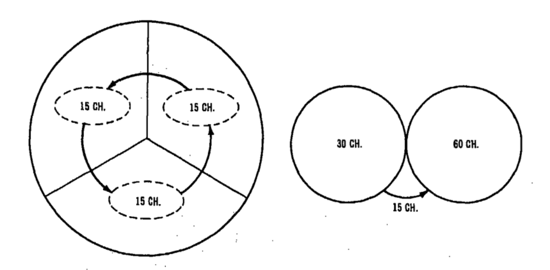
$$M = \frac{A \times 60 \text{ mins/hr}}{\bar{t}} \qquad 6\text{-}4\text{-}8$$

$$= \frac{35.6 \times 60}{1.76} = 1214 \text{ مستثمر}$$



(A) Illustration of the difference between two schemes in an omnidirectional antenna system.

(أ) شرح للفرق بين مخططين في نظام هوائي غير موجه



(B) Channel sharing scheme in a directional antenna system.

(ب) مخطط استعارة لقنوات في نظام هوائي موجه

(C) Channel borrowing scheme in an omnidirectional antenna system.

(ج) مخطط استعارة لقنوات في نظام هوائي غير موجه

الشكل 8-9

مخططات مختلفة لتخصيص القناة.

جدولي ارلنغ

B و C

A in Erl

B: 1.0%	1.2%	1.5%	2%	3%	5%	7%	10%	15%	20%	30%	40%	50%
.0101	.0121	.0152	.0204	.0309	.0526	.0753	.111	.176	.250	.429	.667	1.00
.153	.168	.190	.223	.282	.381	.470	.595	.796	1.00	1.45	2.00	2.73
.455	.489	.535	.602	.715	.899	1.06	1.27	1.60	1.93	2.63	3.48	4.59
.869	.922	.992	1.09	1.26	1.52	1.75	2.05	2.50	2.95	3.89	5.02	6.50
1.36	1.43	1.52	1.66	1.88	2.22	2.50	2.88	3.45	4.01	5.19	6.60	8.44
1.91	2.00	2.11	2.28	2.54	2.96	3.30	3.76	4.44	5.11	6.51	8.19	10.4
2.50	2.60	2.74	2.94	3.25	3.74	4.14	4.67	5.46	6.23	7.86	9.80	12.4
3.13	3.25	3.40	3.63	3.99	4.54	5.00	5.60	6.50	7.37	9.21	11.4	14.3
3.78	3.92	4.09	4.34	4.75	5.37	5.88	6.55	7.55	8.52	10.6	13.0	16.3
4.46	4.61	4.81	5.08	5.53	6.22	6.78	7.51	8.62	9.68	12.0	14.7	18.3
5.16	5.32	5.54	5.84	6.33	7.08	7.69	8.49	9.69	10.9	13.3	16.3	20.3
5.88	6.05	6.29	6.61	7.14	7.95	8.61	9.47	10.8	12.0	14.7	18.0	22.2
6.61	6.80	7.05	7.40	7.97	8.83	9.54	10.5	11.9	13.2	16.1	19.6	24.2
7.35	7.56	7.82	8.20	8.80	9.73	10.5	11.5	13.0	14.4	17.5	21.2	26.2
8.11	8.33	8.61	9.01	9.65	10.6	11.4	12.5	14.1	15.6	18.9	22.9	28.2
8.88	9.11	9.41	9.83	10.5	11.5	12.4	13.5	15.2	16.8	20.3	24.5	30.2
9.65	9.89	10.2	10.7	11.4	12.5	13.4	14.5	16.3	18.0	21.7	26.2	32.2
10.4	10.7	11.0	11.5	12.2	13.4	14.3	15.5	17.4	19.2	23.1	27.8	34.2
11.2	11.5	11.8	12.3	13.1	14.3	15.3	16.6	18.5	20.4	24.5	29.5	36.2
12.0	12.3	12.7	13.2	14.0	15.2	16.3	17.6	19.6	21.6	25.9	31.2	38.2
12.8	13.1	13.5	14.0	14.9	16.2	17.3	18.7	20.8	22.8	27.3	32.8	40.2
13.7	14.0	14.3	14.9	15.8	17.1	18.2	19.7	21.9	24.1	28.7	34.5	42.1
14.5	14.8	15.2	15.8	16.7	18.1	19.2	20.7	23.0	25.3	30.1	36.1	44.1
15.3	15.6	16.0	16.6	17.6	19.0	20.2	21.8	24.2	26.5	31.6	37.8	46.1
16.1	16.5	16.9	17.5	18.5	20.0	21.2	22.8	25.3	27.7	33.0	39.4	48.1
17.0	17.3	17.8	18.4	19.4	20.9	22.2	23.9	26.4	28.9	34.4	41.1	50.1
17.8	18.2	18.6	19.3	20.3	21.9	23.2	24.9	27.6	30.2	35.8	42.8	52.1
18.6	19.0	19.5	20.2	21.2	22.9	24.2	26.0	28.7	31.4	37.2	44.4	54.1
19.5	19.9	20.4	21.0	22.1	23.8	25.2	27.1	29.9	32.6	38.6	46.[illegible]	56.1
20.3	20.7	21.2	21.9	23.1	24.8	26.2	28.1	31.0	33.8	40.0	47.[illegible]	58.1
21.2	21.6	22.1	22.8	24.0	25.8	27.2	29.2	32.1	35.1	41.5	49.4	60.1
22.0	22.5	23.0	23.7	24.9	26.7	28.2	30.2	33.3	36.3	42.9	51.1	62.1
22.9	23.3	23.9	24.6	25.8	27.7	29.3	31.3	34.4	37.5	44.3	52.7	64.1
23.8	24.2	24.8	25.5	26.8	28.7	30.3	32.4	35.6	38.8	45.7	54.4	66.1
24.6	25.1	25.6	26.4	27.7	29.7	31.3	33.4	36.7	40.0	47.1	56.0	68.1
25.5	26.0	26.5	27.3	28.6	30.7	32.3	34.5	37.9	41.2	48.6	57.7	70.1
26.4	26.8	27.4	28.3	29.6	31.6	33.3	35.6	39.0	42.4	50.0	59.4	72.1
27.3	27.7	28.3	29.2	30.5	32.6	34.4	36.6	40.2	43.7	51.4	61.0	74.1
28.1	28.6	29.2	30.1	31.5	33.6	35.4	37.7	41.3	44.9	52.8	62.7	76.1
29.0	29.5	30.1	31.0	32.4	34.6	36.4	38.8	42.5	46.1	54.2	64.4	78.1
29.9	30.4	31.0	31.9	33.4	35.6	37.4	39.9	43.6	47.4	55.7	66.0	80.1
30.8	31.3	31.9	32.8	34.3	36.6	38.4	40.9	44.8	48.6	57.1	67.7	82.1
31.7	32.2	32.8	33.8	35.3	37.6	39.5	42.0	45.9	49.9	58.5	69.3	84.1
32.5	33.1	33.7	34.7	36.2	38.6	40.5	43.1	47.1	51.1	59.9	71.0	86.1
33.4	34.0	34.6	35.6	37.2	39.6	41.5	44.2	48.2	52.3	61.3	72.7	88.1
34.3	34.9	35.6	36.5	38.1	40.5	42.6	45.2	49.4	53.6	62.8	74.3	90.1
35.2	35.8	36.5	37.5	39.1	41.5	43.6	46.3	50.6	54.8	64.2	76.0	92.1
36.1	36.7	37.4	38.4	40.0	42.5	44.6	47.4	51.7	56.0	65.6	77.7	94.1
37.0	37.6	38.3	39.3	41.0	43.5	45.7	48.5	52.9	57.3	67.0	79.3	96.1
37.9	38.5	39.2	40.3	41.9	44.5	46.7	49.6	54.0	58.5	68.5	81.0	98.1
1.0%	1.2%	1.5%	2%	3%	5%	7%	10%	15%	20%	30%	40%	50%

B

الجدول 8-1 جداول ارلنغ نموذج B– ضياع المكالمات غير النافذة

N	(Offered Load)						A in Erl						
	B (Blocking Probability)												
	0.01%	0.02%	0.03%	0.05%	0.1%	0.2%	0.3%	0.4%	0.5%	0.6%	0.7%	0.8%	0.9%
1	.0001	.0002	.0003	.0005	.0010	.0020	.0030	.0040	.0050	.0060	.0070	.0081	.0091
2	.0142	.0202	.0248	.0321	.0458	.0653	.0806	.0937	.105	.116	.126	.135	.144
3	.0868	.110	.127	.152	.194	.249	.289	.321	.349	.374	.397	.418	.437
4	.235	.282	.315	.362	.439	.535	.602	.656	.701	.741	.777	.810	.841
5	.452	.527	.577	.649	.762	.900	.994	1.07	1.13	1.19	1.24	1.28	1.32
6	.728	.832	.900	.996	1.15	1.33	1.45	1.54	1.62	1.69	1.75	1.81	1.86
7	1.05	1.19	1.27	1.39	1.58	1.80	1.95	2.06	2.16	2.24	2.31	2.38	2.44
8	1.42	1.58	1.69	1.83	2.05	2.31	2.48	2.62	2.73	2.83	2.91	2.99	3.06
9	1.83	2.01	2.13	2.30	2.56	2.85	3.05	3.21	3.33	3.44	3.54	3.63	3.71
10	2.26	2.47	2.61	2.80	3.09	3.43	3.65	3.82	3.96	4.08	4.19	4.29	4.38
11	2.72	2.96	3.12	3.33	3.65	4.02	4.27	4.45	4.61	4.74	4.86	4.97	5.07
12	3.21	3.47	3.65	3.88	4.23	4.64	4.90	5.11	5.28	5.43	5.55	5.67	5.78
13	3.71	4.01	4.19	4.45	4.83	5.27	5.56	5.78	5.96	6.12	6.26	6.39	6.50
14	4.24	4.56	4.76	5.03	5.45	5.92	6.23	6.47	6.66	6.83	6.98	7.12	7.24
15	4.78	5.12	5.34	5.63	6.08	6.58	6.91	7.17	7.38	7.56	7.71	7.86	7.99
16	5.34	5.70	5.94	6.25	6.72	7.26	7.61	7.88	8.10	8.29	8.46	8.61	8.75
17	5.91	6.30	6.55	6.88	7.38	7.95	8.32	8.60	8.83	9.03	9.21	9.37	9.52
18	6.50	6.91	7.17	7.52	8.05	8.64	9.03	9.33	9.58	9.79	9.98	10.1	10.3
19	7.09	7.53	7.80	8.17	8.72	9.35	9.76	10.1	10.3	10.6	10.7	10.9	11.1
20	7.70	8.16	8.44	8.83	9.41	10.1	10.5	10.8	11.1	11.3	11.5	11.7	11.9
21	8.32	8.79	9.10	9.50	10.1	10.8	11.2	11.6	11.9	12.1	12.3	12.5	12.7
22	8.95	9.44	9.76	10.2	10.8	11.5	12.0	12.3	12.6	12.9	13.1	13.3	13.5
23	9.58	10.1	10.4	10.9	11.5	12.3	12.7	13.1	13.4	13.7	13.9	14.1	14.3
24	10.2	10.8	11.1	11.6	12.2	13.0	13.5	13.9	14.2	14.5	14.7	14.9	15.1
25	10.9	11.4	11.8	12.3	13.0	13.8	14.3	14.7	15.0	15.3	15.5	15.7	15.9
26	11.5	12.1	12.5	13.0	13.7	14.5	15.1	15.5	15.8	16.1	16.3	16.6	16.8
27	12.2	12.8	13.2	13.7	14.4	15.3	15.8	16.3	16.6	16.9	17.2	17.4	17.6
28	12.9	13.5	13.9	14.4	15.2	16.1	16.6	17.1	17.4	17.7	18.0	18.2	18.4
29	13.6	14.2	14.6	15.1	15.9	16.8	17.4	17.9	18.2	18.5	18.8	19.1	19.3
30	14.2	14.9	15.3	15.9	16.7	17.6	18.2	18.7	19.0	19.4	19.6	19.9	20.1
31	14.9	15.6	16.0	16.6	17.4	18.4	19.0	19.5	19.9	20.2	20.5	20.7	21.0
32	15.6	16.3	16.8	17.3	18.2	19.2	19.8	20.3	20.7	21.0	21.3	21.6	21.8
33	16.3	17.0	17.5	18.1	19.0	20.0	20.6	21.1	21.5	21.9	22.2	22.4	22.7
34	17.0	17.8	18.2	18.8	19.7	20.8	21.4	21.9	22.3	22.7	23.0	23.3	23.5
35	17.8	18.5	19.0	19.6	20.5	21.6	22.2	22.7	23.2	23.5	23.8	24.1	24.4
36	18.5	19.2	19.7	20.3	21.3	22.4	23.1	23.6	24.0	24.4	24.7	25.0	25.3
37	19.2	20.0	20.5	21.1	22.1	23.2	23.9	24.4	24.8	25.2	25.6	25.9	26.1
38	19.9	20.7	21.2	21.9	22.9	24.0	24.7	25.2	25.7	26.1	26.4	26.7	27.0
39	20.6	21.5	22.0	22.6	23.7	24.8	25.5	26.1	26.5	26.9	27.3	27.6	27.9
40	21.4	22.2	22.7	23.4	24.4	25.6	26.3	26.9	27.4	27.8	28.1	28.5	28.7
41	22.1	23.0	23.5	24.2	25.2	26.4	27.2	27.8	28.2	28.6	29.0	29.3	29.6
42	22.8	23.7	24.2	25.0	26.0	27.2	28.0	28.6	29.1	29.5	29.9	30.2	30.5
43	23.6	24.5	25.0	25.7	26.8	28.1	28.8	29.4	29.9	30.4	30.7	31.1	31.4
44	24.3	25.2	25.8	26.5	27.6	28.9	29.7	30.3	30.8	31.2	31.6	31.9	32.3
45	25.1	26.0	26.6	27.3	28.4	29.7	30.5	31.1	31.7	32.1	32.5	32.8	33.1
46	25.8	26.8	27.3	28.1	29.3	30.5	31.4	32.0	32.5	33.0	33.4	33.7	34.0
47	26.6	27.5	28.1	28.9	30.1	31.4	32.2	32.9	33.4	33.8	34.2	34.6	34.9
48	27.3	28.3	28.9	29.7	30.9	32.2	33.1	33.7	34.2	34.7	35.1	35.5	35.8
49	28.1	29.1	29.7	30.5	31.7	33.0	33.9	34.6	35.1	35.6	36.0	36.4	36.7
50	28.9	29.9	30.5	31.3	32.5	33.9	34.8	35.4	36.0	36.5	36.9	37.2	37.6
N	0.01%	0.02%	0.03%	0.05%	0.1%	0.2%	0.3%	0.4%	0.5%	0.6%	0.7%	0.8%	0.9%
	B												

Table 8-1 (*cont.*) تابع جدول 8-1

A in Erl												
B												
1.0%	*1.2%*	*1.5%*	*2%*	*3%*	*5%*	*7%*	*10%*	*15%*	*20%*	*30%*	*40%*	*50%*
37.9	38.5	39.2	40.3	41.9	44.5	46.7	49.6	54.0	58.5	68.5	81.0	98.1
38.8	39.4	40.1	41.2	42.9	45.5	47.7	50.6	55.2	59.7	69.9	82.7	100.1
39.7	40.3	41.0	42.1	43.9	46.5	48.8	51.7	56.3	61.0	71.3	84.3	102.1
40.6	41.2	42.0	43.1	44.8	47.5	49.8	52.8	57.5	62.2	72.7	86.0	104.1
41.5	42.1	42.9	44.0	45.8	48.5	50.8	53.9	58.7	63.5	74.2	87.6	106.1
42.4	43.0	43.8	44.9	46.7	49.5	51.9	55.0	59.8	64.7	75.6	89.3	108.1
43.3	43.9	44.7	45.9	47.7	50.5	52.9	56.1	61.0	65.9	77.0	91.0	110.1
44.2	44.8	45.7	46.8	48.7	51.5	53.9	57.1	62.1	67.2	78.4	92.6	112.1
45.1	45.8	46.6	47.8	49.6	52.6	55.0	58.2	63.3	68.4	79.8	94.3	114.1
46.0	46.7	47.5	48.7	50.6	53.6	56.0	59.3	64.5	69.7	81.3	96.0	116.1
46.9	47.6	48.4	49.6	51.6	54.6	57.1	60.4	65.6	70.9	82.7	97.6	118.1
47.9	48.5	49.4	50.6	52.5	55.6	58.1	61.5	66.8	72.1	84.1	99.3	120.1
48.8	49.4	50.3	51.5	53.5	56.6	59.1	62.6	68.0	73.4	85.5	101.0	122.1
49.7	50.4	51.2	52.5	54.5	57.6	60.2	63.7	69.1	74.6	87.0	102.6	124.1
50.6	51.3	52.2	53.4	55.4	58.6	61.2	64.8	70.3	75.9	88.4	104.3	126.1
51.5	52.2	53.1	54.4	56.4	59.6	62.3	65.8	71.4	77.1	89.8	106.0	128.1
52.4	53.1	54.0	55.3	57.4	60.6	63.3	66.9	72.6	78.3	91.2	107.6	130.1
53.4	54.1	55.0	56.3	58.4	61.6	64.4	68.0	73.8	79.6	92.7	109.3	132.1
54.3	55.0	55.9	57.2	59.3	62.6	65.4	69.1	74.9	80.8	94.1	111.0	134.1
55.2	55.9	56.9	58.2	60.3	63.7	66.4	70.2	76.1	82.1	95.5	112.6	136.1
56.1	56.8	57.8	59.1	61.3	64.7	67.5	71.3	77.3	83.3	96.9	114.3	138.1
57.0	57.8	58.7	60.1	62.3	65.7	68.5	72.4	78.4	84.6	98.4	115.9	140.1
58.0	58.7	59.7	61.0	63.2	66.7	69.6	73.5	79.6	85.8	99.8	117.6	142.1
58.9	59.6	60.6	62.0	64.2	67.7	70.6	74.6	80.8	87.0	101.2	119.3	144.1
59.8	60.6	61.6	62.9	65.2	68.7	71.7	75.6	81.9	88.3	102.7	120.9	146.1
60.7	61.5	62.5	63.9	66.2	69.7	72.7	76.7	83.1	89.5	104.1	122.6	148.0
61.7	62.4	63.4	64.9	67.2	70.8	73.8	77.8	84.2	90.8	105.5	124.3	150.0
62.6	63.4	64.4	65.8	68.1	71.8	74.8	78.9	85.4	92.0	106.9	125.9	152.0
63.5	64.3	65.3	66.8	69.1	72.8	75.9	80.0	86.6	93.3	108.4	127.6	154.0
64.4	65.2	66.3	67.7	70.1	73.8	76.9	81.1	87.7	94.5	109.8	129.3	156.0
65.4	66.2	67.2	68.7	71.1	74.8	78.0	82.2	88.9	95.7	111.2	130.9	158.0
66.3	67.1	68.2	69.6	72.1	75.8	79.0	83.3	90.1	97.0	112.6	132.6	160.0
67.2	68.0	69.1	70.6	73.0	76.9	80.1	84.4	91.2	98.2	114.1	134.3	162.0
68.2	69.0	70.1	71.6	74.0	77.9	81.1	85.5	92.4	99.5	115.5	135.9	164.0
69.1	69.9	71.0	72.5	75.0	78.9	82.2	86.6	93.6	100.7	116.9	137.6	166.0
70.0	70.9	71.9	73.5	76.0	79.9	83.2	87.7	94.7	102.0	118.3	139.3	168.0
70.9	71.8	72.9	74.5	77.0	80.9	84.3	88.8	95.9	103.2	119.8	140.9	170.0
71.9	72.7	73.8	75.4	78.0	82.0	85.3	89.9	97.1	104.5	121.2	142.6	172.0
72.8	73.7	74.8	76.4	78.9	83.0	86.4	91.0	98.2	105.7	122.6	144.3	174.0
73.7	74.6	75.7	77.3	79.9	84.0	87.4	92.1	99.4	106.9	124.0	145.9	176.0
74.7	75.6	76.7	78.3	80.9	85.0	88.5	93.1	100.6	108.2	125.5	147.6	178.0
75.6	76.5	77.6	79.3	81.9	86.0	89.5	94.2	101.7	109.4	126.9	149.3	180.0
76.6	77.4	78.6	80.2	82.9	87.1	90.6	95.3	102.9	110.7	128.3	150.9	182.0
77.5	78.4	79.6	81.2	83.9	88.1	91.6	96.4	104.1	111.9	129.7	152.6	184.0
78.4	79.3	80.5	82.2	84.9	89.1	92.7	97.5	105.3	113.2	131.2	154.3	186.0
79.4	80.3	81.5	83.1	85.8	90.1	93.7	98.6	106.4	114.4	132.6	155.9	188.0
80.3	81.2	82.4	84.1	86.8	91.1	94.8	99.7	107.6	115.7	134.0	157.6	190.0
81.2	82.2	83.4	85.1	87.8	92.2	95.8	100.8	108.8	116.9	135.5	159.3	192.0
82.2	83.1	84.3	86.0	88.8	93.2	96.9	101.9	109.9	118.2	136.9	160.9	194.0
83.1	84.1	85.3	87.0	89.8	94.2	97.9	103.0	111.1	119.4	138.3	162.6	196.0
84.1	85.0	86.2	88.0	90.8	95.2	99.0	104.1	112.3	120.6	139.7	164.3	198.0
1.0%	*1.2%*	*1.5%*	*2%*	*3%*	*5%*	*7%*	*10%*	*15%*	*20%*	*30%*	*40%*	*50%*
B												

تابع جدول 1-8 ont.)

A in Erl

N	B: 0.01%	0.02%	0.03%	0.05%	0.1%	0.2%	0.3%	0.4%	0.5%	0.6%	0.7%	0.8%	0.9%
50	28.9	29.9	30.5	31.3	32.5	33.9	34.8	35.4	36.0	36.5	36.9	37.2	37.6
51	29.6	30.6	31.3	32.1	33.3	34.7	35.6	36.3	36.9	37.3	37.8	38.1	38.5
52	30.4	31.4	32.0	32.9	34.2	35.6	36.5	37.2	37.7	38.2	38.6	39.0	39.4
53	31.2	32.2	32.8	33.7	35.0	36.4	37.3	38.0	38.6	39.1	39.5	39.9	40.3
54	31.9	33.0	33.6	34.5	35.8	37.2	38.2	38.9	39.5	40.0	40.4	40.8	41.2
55	32.7	33.8	34.4	35.3	36.6	38.1	39.0	39.8	40.4	40.9	41.3	41.7	42.1
56	33.5	34.6	35.2	36.1	37.5	38.9	39.9	40.6	41.2	41.7	42.2	42.6	43.0
57	34.3	35.4	36.0	36.9	38.3	39.8	40.8	41.5	42.1	42.6	43.1	43.5	43.9
58	35.1	36.2	36.8	37.8	39.1	40.6	41.6	42.4	43.0	43.5	44.0	44.4	44.8
59	35.8	37.0	37.6	38.6	40.0	41.5	42.5	43.3	43.9	44.4	44.9	45.3	45.7
60	36.6	37.8	38.5	39.4	40.8	42.4	43.4	44.1	44.8	45.3	45.8	46.2	46.6
61	37.4	38.6	39.3	40.2	41.6	43.2	44.2	45.0	45.6	46.2	46.7	47.1	47.5
62	38.2	39.4	40.1	41.0	42.5	44.1	45.1	45.9	46.5	47.1	47.6	48.0	48.4
63	39.0	40.2	40.9	41.9	43.3	44.9	46.0	46.8	47.4	48.0	48.5	48.9	49.3
64	39.8	41.0	41.7	42.7	44.2	45.8	46.8	47.6	48.3	48.9	49.4	49.8	50.2
65	40.6	41.8	42.5	43.5	45.0	46.6	47.7	48.5	49.2	49.8	50.3	50.7	51.1
66	41.4	42.6	43.3	44.4	45.8	47.5	48.6	49.4	50.1	50.7	51.2	51.6	52.0
67	42.2	43.4	44.2	45.2	46.7	48.4	49.5	50.3	51.0	51.6	52.1	52.5	53.0
68	43.0	44.2	45.0	46.0	47.5	49.2	50.3	51.2	51.9	52.5	53.0	53.4	53.9
69	43.8	45.0	45.8	46.8	48.4	50.1	51.2	52.1	52.8	53.4	53.9	54.4	54.8
70	44.6	45.8	46.6	47.7	49.2	51.0	52.1	53.0	53.7	54.3	54.8	55.3	55.7
71	45.4	46.7	47.5	48.5	50.1	51.8	53.0	53.8	54.6	55.2	55.7	56.2	56.6
72	46.2	47.5	48.3	49.4	50.9	52.7	53.9	54.7	55.5	56.1	56.6	57.1	57.5
73	47.0	48.3	49.1	50.2	51.8	53.6	54.7	55.6	56.4	57.0	57.5	58.0	58.5
74	47.8	49.1	49.9	51.0	52.7	54.5	55.6	56.5	57.3	57.9	58.4	58.9	59.4
75	48.6	49.9	50.8	51.9	53.5	55.3	56.5	57.4	58.2	58.8	59.3	59.8	60.3
76	49.4	50.8	51.6	52.7	54.4	56.2	57.4	58.3	59.1	59.7	60.3	60.8	61.2
77	50.2	51.6	52.4	53.6	55.2	57.1	58.3	59.2	60.0	60.6	61.2	61.7	62.1
78	51.1	52.4	53.3	54.4	56.1	58.0	59.2	60.1	60.9	61.5	62.1	62.6	63.1
79	51.9	53.2	54.1	55.3	56.9	58.8	60.1	61.0	61.8	62.4	63.0	63.5	64.0
80	52.7	54.1	54.9	56.1	57.8	59.7	61.0	61.9	62.7	63.3	63.9	64.4	64.9
81	53.5	54.9	55.8	56.9	58.7	60.6	61.8	62.8	63.6	64.2	64.8	65.4	65.8
82	54.3	55.7	56.6	57.8	59.5	61.5	62.7	63.7	64.5	65.2	65.7	66.3	66.8
83	55.1	56.6	57.5	58.6	60.4	62.4	63.6	64.6	65.4	66.1	66.7	67.2	67.7
84	56.0	57.4	58.3	59.5	61.3	63.2	64.5	65.5	66.3	67.0	67.6	68.1	68.6
85	56.8	58.2	59.1	60.4	62.1	64.1	65.4	66.4	67.2	67.9	68.5	69.1	69.6
86	57.6	59.1	60.0	61.2	63.0	65.0	66.3	67.3	68.1	68.8	69.4	70.0	70.5
87	58.4	59.9	60.8	62.1	63.9	65.9	67.2	68.2	69.0	69.7	70.3	70.9	71.4
88	59.3	60.8	61.7	62.9	64.7	66.8	68.1	69.1	69.9	70.6	71.3	71.8	72.3
89	60.1	61.6	62.5	63.8	65.6	67.7	69.0	70.0	70.8	71.6	72.2	72.8	73.3
90	60.9	62.4	63.4	64.6	66.5	68.6	69.9	70.9	71.8	72.5	73.1	73.7	74.2
91	61.8	63.3	64.2	65.5	67.4	69.4	70.8	71.8	72.7	73.4	74.0	74.6	75.1
92	62.6	64.1	65.1	66.3	68.2	70.3	71.7	72.7	73.6	74.3	75.0	75.5	76.1
93	63.4	65.0	65.9	67.2	69.1	71.2	72.6	73.6	74.5	75.2	75.9	76.5	77.0
94	64.2	65.8	66.8	68.1	70.0	72.1	73.5	74.5	75.4	76.2	76.8	77.4	77.9
95	65.1	66.6	67.6	68.9	70.9	73.0	74.4	75.5	76.3	77.1	77.7	78.3	78.9
96	65.9	67.5	68.5	69.8	71.7	73.9	75.3	76.4	77.2	78.0	78.7	79.3	79.8
97	66.8	68.3	69.3	70.7	72.6	74.8	76.2	77.3	78.2	78.9	79.6	80.2	80.7
98	67.6	69.2	70.2	71.5	73.5	75.7	77.1	78.2	79.1	79.8	80.5	81.1	81.7
99	68.4	70.0	71.0	72.4	74.4	76.6	78.0	79.1	80.0	80.8	81.4	82.0	82.6
100	69.3	70.9	71.9	73.2	75.2	77.5	78.9	80.0	80.9	81.7	82.4	83.0	83.5
N	B: 0.01%	0.02%	0.03%	0.05%	0.1%	0.2%	0.3%	0.4%	0.5%	0.6%	0.7%	0.8%	0.9%

A in Erl												
B												
1.0%	*1.2%*	*1.5%*	*2%*	*3%*	*5%*	*7%*	*10%*	*15%*	*20%*	*30%*	*40%*	*50%*
84.1	85.0	86.2	88.0	90.8	95.2	99.0	104.1	112.3	120.6	139.7	164.3	198.0
85.9	86.9	88.1	89.9	92.8	97.3	101.1	106.3	114.6	123.1	142.6	167.6	202.0
87.8	88.8	90.1	91.9	94.8	99.3	103.2	108.5	116.9	125.6	145.4	170.9	206.0
89.7	90.7	92.0	93.8	96.7	101.4	105.3	110.7	119.3	128.1	148.3	174.2	210.0
91.6	92.6	93.9	95.7	98.7	103.4	107.4	112.9	121.6	130.6	151.1	177.6	214.0
93.5	94.5	95.8	97.7	100.7	105.5	109.5	115.1	124.0	133.1	154.0	180.9	218.0
95.4	96.4	97.7	99.6	102.7	107.5	111.7	117.3	126.3	135.6	156.9	184.2	222.0
97.3	98.3	99.7	101.6	104.7	109.6	113.8	119.5	128.6	138.1	159.7	187.6	226.0
99.2	100.2	101.6	103.5	106.7	111.7	115.9	121.7	131.0	140.6	162.6	190.9	230.0
101.1	102.1	103.5	105.5	108.7	113.7	118.0	123.9	133.3	143.1	165.4	194.2	234.0
103.0	104.0	105.4	107.4	110.7	115.8	120.1	126.1	135.7	145.6	168.3	197.6	238.0
104.9	105.9	107.4	109.4	112.6	117.8	122.2	128.3	138.0	148.1	171.1	200.9	242.0
106.8	107.9	109.3	111.3	114.6	119.9	124.4	130.5	140.3	150.6	174.0	204.2	246.0
108.7	109.8	111.2	113.3	116.6	121.9	126.5	132.7	142.7	153.0	176.8	207.6	250.0
110.6	111.7	113.2	115.2	118.6	124.0	128.6	134.9	145.0	155.5	179.7	210.9	254.0
112.5	113.6	115.1	117.2	120.6	126.1	130.7	137.1	147.4	158.0	182.5	214.2	258.0
114.4	115.5	117.0	119.1	122.6	128.1	132.8	139.3	149.7	160.5	185.4	217.6	262.0
116.3	117.4	119.0	121.1	124.6	130.2	134.9	141.5	152.0	163.0	188.3	220.9	266.0
118.2	119.4	120.9	123.1	126.6	132.3	137.1	143.7	154.4	165.5	191.1	224.2	270.0
120.1	121.3	122.8	125.0	128.6	134.3	139.2	145.9	156.7	168.0	194.0	227.6	274.0
122.0	123.2	124.8	127.0	130.6	136.4	141.3	148.1	159.1	170.5	196.8	230.9	278.0
123.9	125.1	126.7	128.9	132.6	138.4	143.4	150.3	161.4	173.0	199.7	234.2	282.0
125.8	127.0	128.6	130.9	134.6	140.5	145.6	152.5	163.8	175.5	202.5	237.6	286.0
127.7	129.0	130.6	132.9	136.6	142.6	147.7	154.7	166.1	178.0	205.4	240.9	290.0
129.7	130.9	132.5	134.8	138.6	144.6	149.8	156.9	168.5	180.5	208.2	244.2	294.0
131.6	132.8	134.5	136.8	140.6	146.7	151.9	159.1	170.8	183.0	211.1	247.6	298.0
133.5	134.8	136.4	138.8	142.6	148.8	154.0	161.3	173.1	185.5	214.0	250.9	302.0
135.4	136.7	138.4	140.7	144.6	150.8	156.2	163.5	175.5	188.0	216.8	254.2	306.0
137.3	138.6	140.3	142.7	146.6	152.9	158.3	165.7	177.8	190.5	219.7	257.6	310.0
139.2	140.5	142.3	144.7	148.6	155.0	160.4	167.9	180.2	193.0	222.5	260.9	314.0
141.2	142.5	144.2	146.6	150.6	157.0	162.5	170.2	182.5	195.5	225.4	264.2	318.0
143.1	144.4	146.1	148.6	152.7	159.1	164.7	172.4	184.9	198.0	228.2	267.6	322.0
145.0	146.3	148.1	150.6	154.7	161.2	166.8	174.6	187.2	200.4	231.1	270.9	326.0
146.9	148.3	150.0	152.6	156.7	163.3	168.9	176.8	189.6	202.9	233.9	274.2	330.0
148.9	150.2	152.0	154.5	158.7	165.3	171.0	179.0	191.9	205.4	236.8	277.6	334.0
150.8	152.1	153.9	156.5	160.7	167.4	173.2	181.2	194.2	207.9	239.7	280.9	338.0
152.7	154.1	155.9	158.5	162.7	169.5	175.3	183.4	196.6	210.4	242.5	284.2	342.0
154.6	156.0	157.8	160.4	164.7	171.5	177.4	185.6	198.9	212.9	245.4	287.6	346.0
156.6	158.0	159.8	162.4	166.7	173.6	179.6	187.8	201.3	215.4	248.2	290.9	350.0
158.5	159.9	161.8	164.4	168.7	175.7	181.7	190.0	203.6	217.9	251.1	294.2	354.0
160.4	161.8	163.7	166.4	170.7	177.8	183.8	192.2	206.0	220.4	253.9	297.5	358.0
162.3	163.8	165.7	168.3	172.8	179.8	185.9	194.4	208.3	222.9	256.8	300.9	362.0
164.3	165.7	167.6	170.3	174.8	181.9	188.1	196.6	210.7	225.4	259.6	304.2	366.0
166.2	167.7	169.6	172.3	176.8	184.0	190.2	198.9	213.0	227.9	262.5	307.5	370.0
168.1	169.6	171.5	174.3	178.8	186.1	192.3	201.1	215.4	230.4	265.4	310.9	374.0
170.1	171.5	173.5	176.3	180.8	188.1	194.5	203.3	217.7	232.9	268.2	314.2	378.0
172.0	173.5	175.4	178.2	182.8	190.2	196.6	205.5	220.1	235.4	271.1	317.5	382.0
173.9	175.4	177.4	180.2	184.8	192.3	198.7	207.7	222.4	237.9	273.9	320.9	386.0
175.9	177.4	179.4	182.2	186.9	194.4	200.8	209.9	224.8	240.4	276.8	324.2	390.0
177.8	179.3	181.3	184.2	188.9	196.4	203.0	212.1	227.1	242.9	279.6	327.5	394.0
179.7	181.3	183.3	186.2	190.9	198.5	205.1	214.3	229.4	245.4	282.5	330.9	398.0
1.0%	*1.2%*	*1.5%*	*2%*	*3%*	*5%*	*7%*	*10%*	*15%*	*20%*	*30%*	*40%*	*50%*
B												

A in Erl

N	B 0.01%	0.02%	0.03%	0.05%	0.1%	0.2%	0.3%	0.4%	0.5%	0.6%	0.7%	0.8%	0.9%
100	69.3	70.9	71.9	73.2	75.2	77.5	78.9	80.0	80.9	81.7	82.4	83.0	83.5
102	70.9	72.6	73.6	75.0	77.0	79.3	80.7	81.8	82.7	83.5	84.2	84.8	85.4
104	72.6	74.3	75.3	76.7	78.8	81.1	82.5	83.7	84.6	85.4	86.1	86.7	87.3
106	74.3	76.0	77.1	78.5	80.5	82.8	84.3	85.5	86.4	87.2	87.9	88.6	89.2
108	76.0	77.7	78.8	80.2	82.3	84.6	86.2	87.3	88.3	89.1	89.8	90.5	91.1
110	77.7	79.4	80.5	81.9	84.1	86.4	88.0	89.2	90.1	90.9	91.7	92.3	92.9
112	79.4	81.1	82.2	83.7	85.8	88.3	89.8	91.0	92.0	92.8	93.5	94.2	94.8
114	81.1	82.9	84.0	85.4	87.6	90.1	91.6	92.8	93.8	94.7	95.4	96.1	96.7
116	82.8	84.6	85.7	87.2	89.4	91.9	93.5	94.7	95.7	96.5	97.3	98.0	98.6
118	84.5	86.3	87.4	89.0	91.2	93.7	95.3	96.5	97.5	98.4	99.2	99.9	100.5
120	86.2	88.0	89.2	90.7	93.0	95.5	97.1	98.4	99.4	100.3	101.0	101.7	102.4
122	87.9	89.8	90.9	92.5	94.7	97.3	98.9	100.2	101.2	102.1	102.9	103.6	104.3
124	89.6	91.5	92.7	94.2	96.5	99.1	100.8	102.1	103.1	104.0	104.8	105.5	106.2
126	91.3	93.2	94.4	96.0	98.3	100.9	102.6	103.9	105.0	105.9	106.7	107.4	108.1
128	93.1	95.0	96.2	97.8	100.1	102.7	104.5	105.8	106.8	107.7	108.5	109.3	109.9
130	94.8	96.7	97.9	99.5	101.9	104.6	106.3	107.6	108.7	109.6	110.4	111.2	111.8
132	96.5	98.5	99.7	101.3	103.7	106.4	108.1	109.5	110.5	111.5	112.3	113.1	113.7
134	98.2	100.2	101.4	103.1	105.5	108.2	110.0	111.3	112.4	113.4	114.2	115.0	115.6
136	100.0	101.9	103.2	104.9	107.3	110.0	111.8	113.2	114.3	115.2	116.1	116.8	117.5
138	101.7	103.7	105.0	106.6	109.1	111.9	113.7	115.0	116.2	117.1	118.0	118.7	119.4
140	103.4	105.4	106.7	108.4	110.9	113.7	115.5	116.9	118.0	119.0	119.9	120.6	121.4
142	105.1	107.2	108.5	110.2	112.7	115.5	117.4	118.7	119.9	120.9	121.8	122.5	123.3
144	106.9	109.0	110.2	112.0	114.5	117.4	119.2	120.6	121.8	122.8	123.6	124.4	125.2
146	108.6	110.7	112.0	113.8	116.3	119.2	121.1	122.5	123.6	124.6	125.5	126.3	127.1
148	110.4	112.5	113.8	115.5	118.1	121.0	122.9	124.3	125.5	126.5	127.4	128.2	129.0
150	112.1	114.2	115.6	117.3	119.9	122.9	124.8	126.2	127.4	128.4	129.3	130.1	130.9
152	113.8	116.0	117.3	119.1	121.8	124.7	126.6	128.1	129.3	130.3	131.2	132.0	132.8
154	115.6	117.8	119.1	120.9	123.6	126.5	128.5	129.9	131.2	132.2	133.1	133.9	134.7
156	117.3	119.5	120.9	122.7	125.4	128.4	130.3	131.8	133.0	134.1	135.0	135.9	136.6
158	119.1	121.3	122.7	124.5	127.2	130.2	132.2	133.7	134.9	136.0	136.9	137.8	138.5
160	120.8	123.1	124.4	126.3	129.0	132.1	134.0	135.6	136.8	137.9	138.8	139.7	140.4
162	122.6	124.8	126.2	128.1	130.8	133.9	135.9	137.4	138.7	139.8	140.7	141.6	142.4
164	124.3	126.6	128.0	129.9	132.7	135.8	137.8	139.3	140.6	141.7	142.6	143.5	144.3
166	126.1	128.4	129.8	131.7	134.5	137.6	139.6	141.2	142.5	143.5	144.5	145.4	146.2
168	127.9	130.2	131.6	133.5	136.3	139.4	141.5	143.1	144.3	145.4	146.4	147.3	148.1
170	129.6	131.9	133.4	135.3	138.1	141.3	143.4	144.9	146.2	147.3	148.3	149.2	150.0
172	131.4	133.7	135.2	137.1	139.9	143.1	145.2	146.8	148.1	149.2	150.2	151.1	151.9
174	133.1	135.5	136.9	138.9	141.8	145.0	147.1	148.7	150.0	151.1	152.1	153.0	153.9
176	134.9	137.3	138.7	140.7	143.6	146.9	149.0	150.6	151.9	153.0	154.0	155.0	155.8
178	136.7	139.0	140.5	142.5	145.4	148.7	150.8	152.4	153.8	154.9	156.0	156.9	157.7
180	138.4	140.8	142.3	144.3	147.3	150.6	152.7	154.3	155.7	156.8	157.9	158.8	159.6
182	140.2	142.6	144.1	146.1	149.1	152.4	154.6	156.2	157.6	158.7	159.8	160.7	161.6
184	142.0	144.4	145.9	147.9	150.9	154.3	156.4	158.1	159.5	160.6	161.7	162.6	163.5
186	143.7	146.2	147.7	149.8	152.8	156.1	158.3	160.0	161.4	162.5	163.6	164.5	165.4
188	145.5	148.0	149.5	151.6	154.6	158.0	160.2	161.9	163.3	164.4	165.5	166.5	167.3
190	147.3	149.8	151.3	153.4	156.4	159.8	162.1	163.8	165.2	166.4	167.4	168.4	169.3
192	149.1	151.6	153.1	155.2	158.3	161.7	163.9	165.6	167.0	168.3	169.3	170.3	171.2
194	150.8	153.4	154.9	157.0	160.1	163.6	165.8	167.5	168.9	170.2	171.2	172.2	173.1
196	152.6	155.2	156.7	158.8	161.9	165.4	167.7	169.4	170.8	172.1	173.2	174.1	175.0
198	154.4	156.9	158.5	160.7	163.8	167.3	169.6	171.3	172.7	174.0	175.1	176.1	177.0
200	156.2	158.7	160.3	162.5	165.6	169.2	171.4	173.2	174.6	175.9	177.0	178.0	178.9
N	0.01%	0.02%	0.03%	0.05%	0.1%	0.2%	0.3%	0.4%	0.5%	0.6%	0.7%	0.8%	0.9%
							B						

A in Erl												
B												
1.0%	*1.2%*	*1.5%*	*2%*	*3%*	*5%*	*7%*	*10%*	*15%*	*20%*	*30%*	*40%*	*50%*
179.7	181.3	183.3	186.2	190.9	198.5	205.1	214.3	229.4	245.4	282.5	330.9	398.0
181.7	183.2	185.2	188.1	192.9	200.6	207.2	216.5	231.8	247.9	285.4	334.2	402.0
183.6	185.2	187.2	190.1	194.9	202.7	209.4	218.7	234.1	250.4	288.2	337.5	406.0
185.5	187.1	189.2	192.1	196.9	204.7	211.5	221.0	236.5	252.9	291.1	340.9	410.0
187.5	189.1	191.1	194.1	199.0	206.8	213.6	223.2	238.8	255.4	293.9	344.2	414.0
189.4	191.0	193.1	196.1	201.0	208.9	215.8	225.4	241.2	257.9	296.8	347.5	418.0
191.4	193.0	195.1	198.1	203.0	211.0	217.9	227.6	243.5	260.4	299.6	350.9	422.0
193.3	194.9	197.0	200.0	205.0	213.0	220.0	229.8	245.9	262.9	302.5	354.2	426.0
195.2	196.9	199.0	202.0	207.0	215.1	222.2	232.0	248.2	265.4	305.3	357.5	430.0
197.2	198.8	201.0	204.0	209.1	217.2	224.3	234.2	250.6	267.9	308.2	360.9	434.0
199.1	200.8	202.9	206.0	211.1	219.3	226.4	236.4	252.9	270.4	311.1	364.2	438.0
201.1	202.7	204.9	208.0	213.1	221.4	228.6	238.6	255.3	272.9	313.9	367.5	442.0
203.0	204.7	206.8	210.0	215.1	223.4	230.7	240.9	257.6	275.4	316.8	370.9	446.0
204.9	206.6	208.8	212.0	217.1	225.5	232.8	243.1	260.0	277.8	319.6	374.2	450.0
206.9	208.6	210.8	213.9	219.2	227.6	235.0	245.3	262.3	280.3	322.5	377.5	454.0
208.8	210.5	212.8	215.9	221.2	229.7	237.1	247.5	264.7	282.8	325.3	380.9	458.0
210.8	212.5	214.7	217.9	223.2	231.8	239.2	249.7	267.0	285.3	328.2	384.2	462.0
212.7	214.4	216.7	219.9	225.2	233.8	241.4	251.9	269.4	287.8	331.1	387.5	466.0
214.7	216.4	218.7	221.9	227.2	235.9	243.5	254.1	271.7	290.3	333.9	390.9	470.0
216.6	218.3	220.6	223.9	229.3	238.0	245.6	256.3	274.1	292.8	336.8	394.2	474.0
218.6	220.3	222.6	225.9	231.3	240.1	247.8	258.6	276.4	295.3	339.6	397.5	478.0
220.5	222.3	224.6	227.9	233.3	242.2	249.9	260.8	278.8	297.8	342.5	400.9	482.0
222.5	224.2	226.5	229.9	235.3	244.3	252.0	263.0	281.1	300.3	345.3	404.2	486.0
224.4	226.2	228.5	231.8	237.4	246.3	254.2	265.2	283.4	302.8	348.2	407.5	490.0
226.3	228.1	230.5	233.8	239.4	248.4	256.3	267.4	285.8	305.3	351.0	410.9	494.0
228.3	230.1	232.5	235.8	241.4	250.5	258.4	269.6	288.1	307.8	353.9	414.2	498.0
.976	*.982*	*.988*	*.998*	*1.014*	*1.042*	*1.070*	*1.108*	*1.176*	*1.250*	*1.428*	*1.666*	*2.000*
277.1	279.2	281.9	285.7	292.1	302.6	311.9	325.0	346.9	370.3	425.3	497.5	598.0
.982	*.984*	*.990*	*1.000*	*1.016*	*1.044*	*1.070*	*1.108*	*1.174*	*1.248*	*1.428*	*1.668*	*2.000*
326.2	328.4	331.4	335.7	342.9	354.8	365.4	380.4	405.6	432.7	496.7	580.9	698.0
.982	*.988*	*.994*	*1.004*	*1.020*	*1.046*	*1.070*	*1.108*	*1.176*	*1.250*	*1.430*	*1.666*	*2.000*
375.3	377.8	381.1	385.9	393.9	407.1	418.9	435.8	464.4	495.2	568.2	664.2	798.0
.986	*.990*	*.996*	*1.004*	*1.018*	*1.046*	*1.072*	*1.110*	*1.176*	*1.250*	*1.428*	*1.666*	*2.000*
424.6	427.3	430.9	436.1	444.8	459.4	472.5	491.3	523.2	557.7	639.6	747.5	898.0
.988	*.994*	*.998*	*1.006*	*1.022*	*1.048*	*1.070*	*1.108*	*1.176*	*1.250*	*1.428*	*1.668*	*2.000*
474.0	477.0	480.8	486.4	495.9	511.8	526.0	546.7	582.0	620.2	711.0	830.9	998.0
.991	*.994*	*1.000*	*1.008*	*1.022*	*1.047*	*1.073*	*1.110*	*1.176*	*1.249*	*1.429*	*1.666*	*2.000*
573.1	576.4	580.8	587.2	598.1	616.5	633.3	657.7	699.6	745.1	853.9	997.5	1198.
.993	*.997*	*1.002*	*1.010*	*1.024*	*1.049*	*1.073*	*1.110*	*1.176*	*1.250*	*1.428*	*1.665*	*2.00*
672.4	676.1	681.0	688.2	700.5	721.4	740.6	768.7	817.2	870.1	996.7	1164.	1398.
.994	*.998*	*1.004*	*1.011*	*1.025*	*1.050*	*1.073*	*1.110*	*1.176*	*1.250*	*1.433*	*1.67*	*2.00*
771.8	775.9	781.4	789.3	803.0	826.4	847.9	879.7	934.8	995.1	1140.	1331.	1598.
.997	*1.000*	*1.004*	*1.013*	*1.025*	*1.050*	*1.074*	*1.111*	*1.172*	*1.249*	*1.42*	*1.67*	*2.00*
871.5	875.9	881.8	890.6	905.5	931.4	955.3	990.8	1052.	1120.	1282.	1498.	1798.
.997	*1.001*	*1.006*	*1.013*	*1.025*	*1.046*	*1.077*	*1.112*	*1.18*	*1.25*	*1.43*	*1.66*	*2.00*
971.2	976.0	982.4	991.9	1008.	1036.	1063.	1102.	1170.	1245.	1425.	1664.	1998
.998	*1.000*	*1.006*	*1.011*	*1.03*	*1.05*	*1.07*	*1.11*	*1.18*	*1.25*	*1.43*	*1.67*	*2.00*
1071.	1076.	1083.	1093.	1111.	1141.	1170.	1213.	1288.	1370.	1568.	1831.	2198.
1.0%	*1.2%*	*1.5%*	*2%*	*3%*	*5%*	*7%*	*10%*	*15%*	*20%*	*30%*	*40%*	*50%*
B												

N	B: 0.01%	0.02%	0.03%	0.05%	0.1%	0.2%	0.3%	0.4%	0.5%	0.6%	0.7%	0.8%	0.9%
	A in Erl												
200	156.2	158.7	160.3	162.5	165.6	169.2	171.4	173.2	174.6	175.9	177.0	178.0	178.9
202	158.0	160.5	162.1	164.3	167.5	171.0	173.3	175.1	176.5	177.8	178.9	179.9	180.8
204	159.7	162.3	164.0	166.1	169.3	172.9	175.2	177.0	178.4	179.7	180.8	181.8	182.8
206	161.5	164.1	165.8	167.9	171.2	174.8	177.1	178.9	180.4	181.6	182.7	183.8	184.7
208	163.3	165.9	167.6	169.8	173.0	176.6	179.0	180.8	182.3	183.5	184.7	185.7	186.6
210	165.1	167.7	169.4	171.6	174.8	178.5	180.9	182.7	184.2	185.4	186.6	187.6	188.6
212	166.9	169.5	171.2	173.4	176.7	180.4	182.7	184.6	186.1	187.4	188.5	189.5	190.5
214	168.7	171.3	173.0	175.2	178.5	182.2	184.6	186.5	188.0	189.3	190.4	191.5	192.4
216	170.5	173.2	174.8	177.1	180.4	184.1	186.5	188.4	189.9	191.2	192.3	193.4	194.4
218	172.3	175.0	176.6	178.9	182.2	186.0	188.4	190.2	191.8	193.1	194.3	195.3	196.3
220	174.0	176.8	178.5	180.7	184.1	187.8	190.3	192.1	193.7	195.0	196.2	197.2	198.2
222	175.8	178.6	180.3	182.6	185.9	189.7	192.2	194.0	195.6	196.9	198.1	199.2	200.2
224	177.6	180.4	182.1	184.4	187.8	191.6	194.1	195.9	197.5	198.8	200.0	201.1	202.1
226	179.4	182.2	183.9	186.2	189.6	193.5	195.9	197.8	199.4	200.8	202.0	203.0	204.0
228	181.2	184.0	185.7	188.1	191.5	195.3	197.8	199.7	201.3	202.7	203.9	205.0	206.0
230	183.0	185.8	187.6	189.9	193.3	197.2	199.7	201.6	203.2	204.6	205.8	206.9	207.9
232	184.8	187.6	189.4	191.7	195.2	199.1	201.6	203.5	205.1	206.5	207.7	208.8	209.8
234	186.6	189.4	191.2	193.6	197.1	201.0	203.5	205.4	207.1	208.4	209.7	210.8	211.8
236	188.4	191.3	193.0	195.4	198.9	202.8	205.4	207.4	209.0	210.4	211.6	212.7	213.7
238	190.2	193.1	194.9	197.2	200.8	204.7	207.3	209.3	210.9	212.3	213.5	214.6	215.7
240	192.0	194.9	196.7	199.1	202.6	206.6	209.2	211.2	212.8	214.2	215.4	216.6	217.6
242	193.8	196.7	198.5	200.9	204.5	208.5	211.1	213.1	214.7	216.1	217.4	218.5	219.5
244	195.6	198.5	200.3	202.8	206.3	210.4	213.0	215.0	216.6	218.0	219.3	220.4	221.5
246	197.4	200.3	202.2	204.6	208.2	212.2	214.9	216.9	218.5	220.0	221.2	222.4	223.4
248	199.2	202.2	204.0	206.4	210.1	214.1	216.8	218.8	220.4	221.9	223.2	224.3	225.4
250	201.0	204.0	205.8	208.3	211.9	216.0	218.7	220.7	222.4	223.8	225.1	226.2	227.3
	.908	*.914*	*.920*	*.926*	*.934*	*.944*	*.950*	*.956*	*.960*	*.964*	*.968*	*.972*	*.974*
300	246.4	249.7	251.8	254.6	258.6	263.2	266.2	268.5	270.4	272.0	273.5	274.8	276.0
	.918	*.924*	*.928*	*.932*	*.942*	*.952*	*.958*	*.962*	*.966*	*.970*	*.972*	*.976*	*.978*
350	292.3	295.9	298.2	301.2	305.7	310.8	314.1	316.6	318.7	320.5	322.1	323.6	324.9
	.922	*.928*	*.932*	*.938*	*.946*	*.954*	*.960*	*.966*	*.970*	*.972*	*.976*	*.978*	*.982*
400	338.4	342.3	344.8	348.1	353.0	358.5	362.1	364.9	367.2	369.1	370.9	372.5	374.0
	.928	*.934*	*.938*	*.942*	*.950*	*.958*	*.964*	*.968*	*.972*	*.976*	*.978*	*.982*	*.984*
450	384.8	389.0	391.7	395.2	400.5	406.4	410.3	413.3	415.8	417.9	419.8	421.6	423.2
	.932	*.938*	*.942*	*.946*	*.954*	*.962*	*.968*	*.972*	*.974*	*.978*	*.982*	*.982*	*.984*
500	431.4	435.9	438.8	442.5	448.2	454.5	458.7	461.9	464.5	466.8	468.9	470.7	472.4
	.938	*.943*	*.946*	*.951*	*.957*	*.965*	*.970*	*.974*	*.978*	*.981*	*.983*	*.986*	*.989*
600	525.2	530.2	533.4	537.6	543.9	551.0	555.7	559.3	562.3	564.9	567.2	569.3	571.3
	.943	*.948*	*.951*	*.956*	*.962*	*.969*	*.974*	*.978*	*.981*	*.984*	*.986*	*.989*	*.990*
700	619.5	625.0	628.5	633.2	640.1	647.9	653.1	657.1	660.4	663.3	665.8	668.2	670.3
	.948	*.953*	*.955*	*.959*	*.965*	*.972*	*.976*	*.980*	*.983*	*.985*	*.989*	*.990*	*.993*
800	714.3	720.3	724.0	729.1	736.6	745.1	750.7	755.1	758.7	761.8	764.7	767.2	769.6
	.951	*.955*	*.959*	*.962*	*.967*	*.974*	*.979*	*.982*	*.985*	*.988*	*.990*	*.993*	*.994*
900	809.4	815.8	819.9	825.3	833.3	842.5	848.6	853.3	857.2	860.6	863.7	866.5	869.0
	.954	*.959*	*.961*	*.964*	*.970*	*.976*	*.980*	*.984*	*.987*	*.989*	*.991*	*.993*	*.996*
1000	904.8	911.7	916.0	921.7	930.3	940.1	946.6	951.7	955.9	959.5	962.8	965.8	968.6
	.962	*.963*	*.960*	*.963*	*.977*	*.979*	*.984*	*.983*	*.991*	*.995*	*.992*	*.992*	*.994*
1100	1001.	1008.	1012.	1018.	1028.	1038.	1045.	1050.	1055.	1059.	1062.	1065.	1068.
N	0.01%	0.02%	0.03%	0.05%	0.1%	0.2%	0.3%	0.4%	0.5%	0.6%	0.7%	0.8%	0.9%
	B												

الجدول 8-2 نموذج ارلنغ C- انتظار المكالمات غير النافذة

TABLE 8.2 Erlang C Model—Blocked Calls Held

P(B) = 0.010

servers (N)	erlangs (A)	servers (N)	erlangs (A)	servers (N)	erlangs (A)
10	4.08	410	363.51	810	744.01
20	10.97	420	372.93	820	753.59
30	18.59	430	382.35	830	763.18
40	26.58	440	391.78	840	772.77
50	34.80	450	401.22	850	782.36
60	43.20	460	410.66	860	791.95
70	51.73	470	420.11	870	801.55
80	60.36	480	429.57	880	811.15
90	69.07	490	439.03	890	820.75
100	77.85	500	448.49	900	830.35
110	86.69	510	457.96	910	839.96
120	95.58	520	467.44	920	849.56
130	104.52	530	476.92	930	859.17
140	113.50	540	486.41	940	868.78
150	122.51	550	495.90	950	878.40
160	131.56	560	505.40	960	888.01
170	140.63	570	514.90	970	897.63
180	149.74	580	524.40	980	907.25
190	158.86	590	533.91	990	916.87
200	168.01	600	543.42	1000	926.50
210	177.18	610	552.94	1010	936.12
220	186.37	620	562.46	1020	945.75
230	195.58	630	571.99	1030	955.38
240	204.81	640	581.52	1040	965.01
250	214.05	650	591.05	1050	974.64
260	223.30	660	600.58	1060	984.28
270	232.57	670	610.12	1070	993.91
280	241.86	680	619.67	1080	1003.55
290	251.15	690	629.21	1090	1013.19
300	260.46	700	638.76	1100	1022.83
310	269.78	710	648.32	1110	1032.47
320	279.11	720	657.87	1120	1042.12
330	288.46	730	667.43	1130	1051.76
340	297.81	740	676.99	1140	1061.41
350	307.17	750	686.56	1150	1071.06
360	316.54	760	696.13	1160	1080.71
370	325.92	770	705.70	1170	1090.36
380	335.30	780	715.27	1180	1100.02
390	344.70	790	724.85	1190	1109.67
400	354.10	800	734.42	1200	1119.33

تابع جدول 8–2

TABLE 8.2 *(Continued)*

P(B) = 0.020					
servers (*N*)	erlangs (*A*)	servers (*N*)	erlangs (*A*)	servers (*N*)	erlangs (*A*)
10	4.54	410	368.36	810	750.98
20	11.77	420	377.84	820	760.61
30	19.64	430	387.33	830	770.24
40	27.84	440	396.82	840	779.87
50	36.26	450	406.32	850	789.51
60	44.83	460	415.82	860	799.15
70	53.52	470	425.33	870	808.79
80	62.30	480	434.85	880	818.43
90	71.15	490	444.37	890	828.07
100	80.06	500	453.89	900	837.72
110	89.03	510	463.42	910	847.37
120	98.04	520	472.95	920	857.02
130	107.09	530	482.49	930	866.67
140	116.18	540	492.03	940	876.32
150	125.30	550	501.58	950	885.98
160	134.45	560	511.13	960	895.64
170	143.63	570	520.69	970	905.30
180	152.83	580	530.24	980	914.96
190	162.05	590	539.81	990	924.62
200	171.29	600	549.37	1000	934.28
210	180.55	610	558.94	1010	943.95
220	189.83	620	568.52	1020	953.62
230	199.12	630	578.09	1030	963.29
240	208.43	640	587.67	1040	972.96
250	217.76	650	597.26	1050	982.63
260	227.09	660	606.84	1060	992.31
270	236.44	670	616.43	1070	1001.98
280	245.80	680	626.02	1080	1011.66
290	255.18	690	635.62	1090	1021.34
300	264.56	700	645.22	1100	1031.02
310	273.96	710	654.82	1110	1040.70
320	283.36	720	664.42	1120	1050.38
330	292.77	730	674.03	1130	1060.07
340	302.19	740	683.64	1140	1069.75
350	311.62	750	693.25	1150	1079.44
360	321.06	760	702.87	1160	1089.13
370	330.51	770	712.48	1170	1098.82
380	339.96	780	722.10	1180	1108.51
390	349.42	790	731.73	1190	1118.20
400	358.89	800	741.35	1200	1127.90

تابع جدول 8–2

TABLE 8.2 (*Continued*)

P(B) = 0.050					
servers (*N*)	erlangs (*A*)	servers (*N*)	erlangs (*A*)	servers (*N*)	erlangs (*A*)
10	5.29	410	375.53	810	761.24
20	13.00	420	385.10	820	770.94
30	21.25	430	394.68	830	780.63
40	29.77	440	404.27	840	790.33
50	38.47	450	413.85	850	800.03
60	47.29	460	423.45	860	809.74
70	56.21	470	433.04	870	819.44
80	65.21	480	442.64	880	829.15
90	74.26	490	452.25	890	838.85
100	83.37	500	461.86	900	848.56
110	92.52	510	471.47	910	858.27
120	101.71	520	481.09	920	867.99
130	110.93	530	490.71	930	877.70
140	120.18	540	500.33	940	887.42
150	129.46	550	509.96	950	897.13
160	138.76	560	519.59	960	906.85
170	148.08	570	529.22	970	916.57
180	157.42	580	538.86	980	926.29
190	166.78	590	548.50	990	936.02
200	176.16	600	558.14	1000	945.74
210	185.55	610	567.79	1010	955.47
220	194.96	620	577.44	1020	965.19
230	204.38	630	587.09	1030	974.92
240	213.81	640	596.74	1040	984.65
250	223.25	650	606.40	1050	994.38
260	232.71	660	616.06	1060	1004.11
270	242.17	670	625.72	1070	1013.85
280	251.65	680	635.39	1080	1023.58
290	261.13	690	645.06	1090	1033.32
300	270.63	700	654.73	1100	1043.06
310	280.13	710	664.40	1110	1052.79
320	289.64	720	674.08	1120	1062.53
330	299.16	730	683.75	1130	1072.27
340	308.68	740	693.43	1140	1082.02
350	318.21	750	703.11	1150	1091.76
360	327.75	760	712.79	1160	1101.50
370	337.29	770	722.48	1170	1111.25
380	346.85	780	732.17	1180	1120.99
390	356.40	790	741.86	1190	1130.74
400	365.96	800	751.55	1200	1140.49

TABLE 8.2 (*Continued*)

تابع جدول 8-2

P(B) = 0.100					
servers (*N*)	erlangs (*A*)	servers (*N*)	erlangs (*A*)	servers (*N*)	erlangs (*A*)
10	5.99	410	381.69	810	770.03
20	14.12	420	391.34	820	779.78
30	22.68	430	401.00	830	789.53
40	31.48	440	410.66	840	799.28
50	40.42	450	420.32	850	809.04
60	49.46	460	429.99	860	818.80
70	58.57	470	439.66	870	828.56
80	67.75	480	449.33	880	838.32
90	76.98	490	459.01	890	848.08
100	86.25	500	468.69	900	857.84
110	95.56	510	478.37	910	867.60
120	104.90	520	488.06	920	877.37
130	114.26	530	497.75	930	887.13
140	123.65	540	507.44	940	896.90
150	133.06	550	517.14	950	906.67
160	142.49	560	526.84	960	916.44
170	151.93	570	536.54	970	926.21
180	161.40	580	546.24	980	935.99
190	170.87	590	555.95	990	945.76
200	180.37	600	565.66	1000	955.53
210	189.87	610	575.37	1010	965.31
220	199.38	620	585.08	1020	975.09
230	208.91	630	594.80	1030	984.87
240	218.45	640	604.52	1040	994.65
250	227.99	650	614.24	1050	1004.43
260	237.55	660	623.96	1060	1014.21
270	247.11	670	633.68	1070	1023.99
280	256.68	680	643.41	1080	1033.77
290	266.26	690	653.14	1090	1043.56
300	275.85	700	662.87	1100	1053.34
310	285.44	710	672.60	1110	1063.13
320	295.04	720	682.34	1120	1072.92
330	304.65	730	692.07	1130	1082.70
340	314.26	740	701.81	1140	1092.49
350	323.88	750	711.55	1150	1102.28
360	333.50	760	721.29	1160	1112.08
370	343.13	770	731.04	1170	1121.87
380	352.76	780	740.78	1180	1131.66
390	362.40	790	750.53	1190	1141.45
400	372.04	800	760.28	1200	1151.25

TABLE 8.2 (Continued) تابع جدول 8-2

P(B) = 0.200					
servers (N)	erlangs (A)	servers (N)	erlangs (A)	servers (N)	erlangs (A)
10	6.85	410	388.69	810	779.97
20	15.45	420	398.43	820	789.79
30	24.38	430	408.17	830	799.60
40	33.48	440	417.92	840	809.42
50	42.69	450	427.67	850	819.23
60	51.97	460	437.42	860	829.05
70	61.31	470	447.17	870	838.87
80	70.70	480	456.93	880	848.69
90	80.12	490	466.69	890	858.52
100	89.57	500	476.45	900	868.34
110	99.06	510	486.21	910	878.16
120	108.56	520	495.98	920	887.99
130	118.09	530	505.75	930	897.81
140	127.63	540	515.52	940	907.64
150	137.19	550	525.29	950	917.46
160	146.76	560	535.06	960	927.29
170	156.35	570	544.84	970	937.12
180	165.95	580	554.62	980	946.95
190	175.56	590	564.40	990	956.78
200	185.18	600	574.18	1000	966.61
210	194.80	610	583.97	1010	976.45
220	204.44	620	593.75	1020	986.28
230	214.09	630	603.54	1030	996.11
240	223.74	640	613.33	1040	1005.95
250	233.40	650	623.12	1050	1015.79
260	243.07	660	632.91	1060	1025.62
270	252.74	670	642.71	1070	1035.46
280	262.42	680	652.50	1080	1045.30
290	272.11	690	662.30	1090	1055.14
300	281.80	700	672.10	1100	1064.98
310	291.50	710	681.90	1110	1074.82
320	301.20	720	691.70	1120	1084.66
330	310.90	730	701.50	1130	1094.50
340	320.61	740	711.31	1140	1104.34
350	330.33	750	721.11	1150	1114.19
360	340.04	760	730.92	1160	1124.03
370	349.77	770	740.73	1170	1133.87
380	359.49	780	750.54	1180	1143.72
390	369.22	790	760.35	1190	1153.56
400	378.95	800	770.16	1200	1163.41

الحالة 2 : حالة مشاركة بالقناة

N_1عدد الاقنية الاسمي المعين في الخلية $\quad \Delta N = N_2 - N_1$

N_2عدد الاقنية المشتركة مع الخلية الاخرى $\quad A$ ناتج الحمل المقدم

$$A \simeq \frac{1}{2}[A(N_1,B) + A(N_2,B) - A(\Delta N,B)] \qquad 7\text{-}4\text{-}8$$

بتعويض $N_1 = 45, \Delta N = 15, \text{and } N_2 = 60$ في المعادلة 8-4-7 والحصول على كل قيمة من $A(N,B)$ من الجدول 8-1 ، يصبح ناتج الحمل المقدم A :

$$A \simeq [A\,(45,0.02) + A\,(60,0.02) - A\,(15,0.02)]/2$$
$$= [35.6 + 49.6 - 9.01]/2 = 38.10 \qquad 8\text{-}4\text{-}8$$

ويكون عندئذ عدد المستثمرين المتنقلين الذين يمكن خدمتهم

$$M = 38.1 \times 60/1.76 = 1299 \text{ users} \qquad 9\text{-}4\text{-}8$$

بمقارنة المعادلة 8-4-6 مع المعادلة 8-4-9 يتبين ان مخطط المشاركة بالقناة يخدم دائماً عدداً من المستثمرين اكبر مما يخدمه مخطط عدم المشاركة بالقناة. إلا أن سيئة مخطط المشـاركة بالقناة هي التجهيز الاضافي للاقنية الـ 15 التي يجب تجهيزها عند موقع كل خلية وكذلك يصبح نظام التحكم اكثر تعقيداً في مخطط المشاركة بالقناة.

مثال 8-1 : اذا وضعت جميع الأقنية الاسمية في الخلية الـ 45 قناة بالمشاركة مع أقنية الخلية المجاورة فكم يكون عدد المستثمرين عندئذ الذين يمكن ان تخدمهم الخلية؟

الحل: لنفترض أن احتمال عدم النفاذ $B = 0.02$ ومتوسط مدة المخابرة $t = 1.76$

ـ نطبق المعادلة 8-4-7 مع $N_1 = 45$ ، $N_2 = 90$ ، $\Delta N = 45$ نحصل على:

$$A = [A\,(45,0.02) + A\,(90,0.02) - A\,(45,0.02)]/2$$
$$= 78.3/2 = 39.15 \qquad 10\text{-}4\text{-}8$$
$$M = 39.15 \times 60/1.76 = 1334.66 \text{ users}$$

يدل هذا على أن المشاركة بالاقنية الـ 90 كلها بين الخليتين يؤمن دائماً الخدمة لأكبر عدد من المستثمرين.

المشاركة بالقناة في خلية بهوائي موجه :

لنفترض ان ثلاثة هوائيات موجهة استخدمت في ثلاثة قطاعات من كل موقع خلية. عندئذٍ تصبح الاقنية المخصصة الـ 45 كلها لكل موقع 15 قناة لكل قطاع . ينصح دائماً باستخدام استراتيجية المشاركة بالقناة بين القطاعات عند كل خلية، الا انـه ربما لا يكون في النظام حرية كبيرة في المشاركة بالاقنية. لنفترض ان المشاركة بالأقنية يمكن ان تكون دائماً باتجاه عكس عقارب الساعة لتجنب تداخل القناة المجـاورة كما في الشكل 8-9 ب. ولنفترض أيضاً ان عدد المستثمرين الذين يمكن خدمتهم قد اعـطي في حالتين: حالة عدم مشاركة بالقناة وحالة مشاركة بالقناة. الشروط المعطاة هنا هي نفس الشروط المذكورة سابقاً.

حالة 1 : حالة عدم مشاركة بالقناة,

$N = 15$ قناة/ للقطاع .

AC 15,0.02) وهي 9,01 من الجدول 8-1

$M = (9.01 \times 60)/1.76 = 307.16$ users عدد المستثمرين.

حالة 2 : حالة مشاركة بالقناة

بتعويض $\Delta N = 15$ و $N_1 = 15, N_2 = 30$ في المعادلة 8-4-7 نحصل على :

$$A = [A\ (15,0.02) + A\ (30,0.02) - A\ (15,0.02)]/2$$

$$= 21.9/2 = 10.95$$

$$M = (10.95 \times 60)/1.76 = 373.30 \text{ users}$$

بمقارنة أعداد مستثمري الوحدات المتنقلة في الحالتين يظهر ان مخطط المشاركة بالقناة يؤمن دائماً عدداً أكبر من المستثمرين من مخطط عدم المشاركة بالقناة. تحمل العلاقة 8-4-11 جميع النتائج :

$$A\ (N,B) > 2 \times A\ (N/2, B) \qquad 11\text{-}4\text{-}8$$

8-4-4 استعارة القناة

تتم استعارة القناة عادة من قاعدة دائمة . بما أن كثافة حركة الاتصالات لا توزع بانتظام فوق منطقة التغطية كلها فإن بعض المناطق تحتاج إلى اقنية أكثر لتأمين الخدمة الضرورية . بالاستناد إلى ذلك فإن الاستعارة هي التزام طويل الامد ولا فرق إذا كان في خلية بهوائي غير موجه أو هوائي موجه ستوضح استعارة القناة في خلية بهوائي غير موجه . لنفترض أن 45 قناة تخصص عادة لكل موقع خلية ولكن لمواجهة ظروف خاصة تحتاج إلى 15 قناة من الخلية المجاورة كما هو مبين في الشكل 8-9 ويجب ان يبنى الأداء على اساس العدد الكلي من المستثمرين في الخليتين .

نعرف اولاً الرموز على الشكل :

N_1 عدد الأقنية الأسمي .

ΔN عدد الاقنية المستعارة .

عندئذ يكون ناتج الحمل المقدم في الخليتين هو:

$$A' = A(N_1 + \Delta N, B) + A(N_1 - \Delta N, B) \qquad 12\text{-}4\text{-}8$$

ليكن $N_1 = 45$ ، $\Delta N = 15$ ، $B = 0.02$ بتعويض هذه القيم في المعادلة 8-4-12 يمكن إيجاد قيم $A(N,B)$ من الجدول 8-1 ويكون :

$$\begin{aligned} A' &= A(60,0.02) + A(30,0.02) \\ &= 49.6 + 21.9 = 71.5 \end{aligned} \qquad 13\text{-}4\text{-}8$$

وهي نفس حالة عدم الاستعارة المبينة بجعل

$A(60,0.02) = A(45,0.125)$ and $A(30,0.02) = A(45,<0.001)$

المأخوذة من الجدول 8-1

$$A = A(45,0.125) + A(45,<0.001) = 71.5 \qquad 14\text{-}4\text{-}8$$

يبلغ عدد المستثمرين في الخليتين (M) :

$$M = (71.50 \times 60)/1.76 = 2437.50/\text{two cells}$$

تبين المعادلة 8-4-14 ان مخطط استعارة القناة يخفض احتمال عدم النفاذ في خلية ويزيده في الخلية الأخرى. إذا كان العدد المتوقع للمستثمرين في الخليتين مختلفاً دائماً فإن نظام استعارة القناة يصبح فعالاً.

من التحليل السابق ينتج أن عدد المستثمرين الذين يؤمنه مخطط استعارة القناة هو نفس الذي يؤمنه مخطط عدم استعارة القناة، إلا أنه أقل من الذي يؤمنه مخطط المشاركة بالقناة، المعادلة التالية صحيحة دوماً

$$A(2N,B) \geq A(N + \Delta N,B) + A(N - \Delta N,B) \qquad 15\text{-}4\text{-}8$$

8-5 اعتبارات سعة التبديل.

عند حساب سعة التبديل لمعالجة حركة الاتصالات في L موقع خلية. يمكن اتباع نفس التحليل المبين في الفصل 8-4. بما أن نظام التبديل يجب ان يعالج حمل حركة الاتصالات بمرونة فإن النظام نفسه يبنى على اساس المشاركة بالحمل. تعرف المصطلحات التالية على الشكل:

N عدد الاقنية الاسمي / الخلية

L عدد مواقع الخلايا/ النظام

B احتمال عدم النفاذ

t متوسط مدة المخابرة

عندئذ يكون الحمل المقدم لنظام التبديل هو:

$$A_s = A(NL, B) \qquad 1\text{-}5\text{-}8$$

من أجل $N = 45$ قناة/ خلية و $L = 20$ خلية تصبح المعادلة 8-5-1 بالشكل:

$$A_s = A(900, 0.02) = 890.6 \text{ erlangs} \qquad (\text{من الجدول } 8\text{-}1)$$

إذا كان متوسط مدة المخابرة $t = 1.76$ min فإن نظام التبديل يمكنه معالجة:

$$M_s = \frac{890.6 \times 60}{1.76} = 30361 \text{ users/20 cells} \qquad 2\text{-}5\text{-}8$$

وهذا العدد أعلى بـ 20 مرة من 1214 مستثمر/الخلية في مخطط عدم المشاركة بالقناة (المعادلة 8-4-6) أو 20 مرة من 1299 مستمثر/ الخلية في مخطط المشاركة الجزئية بالقناة (المعادلة 8-4-9) أو بـ 20 مرة من 1335 مستثمر/ الخلية في مخطط المشاركة الكاملة بالقناة (المعادلة 8-4-10) لنظام هوائي غير موجه. يمكن الاستنتاج من هذه الملاحظة ان ازدحام الاتصالات في النظام نتيجة خلل في موقع خلية معينة اكثر احتمالاً من ان يكون نتيجة خلل في نظام التبديل. عند تخطيط نظام الاتصالات المتنقل من المهم جداً وضع خطة تخصيص التردد المناسب لكل موقع خلية.

المراجع

REFERENCES

1. Langseth, R. E., and Y. S. Yeh, "Some Results on Digital Signaling over the Mobile Radio Channel" (Microwave Mobile Symposium, Boulder, CO, 1973).
2. Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Engineers* (McGraw-Hill, 1982): 394.
3. Lee, W. C. Y., "Elements of Mobile Cellular System Design," *IEEE Trans. Veh. Tech.* (May 1986).
4. Siemens Corp., "Telephone Traffic Theory Tables and Charts" (Part I., by Siemens Telephone and Switching Division, Munich, May 1970).
5. Lee, W. C. Y., *Mobile Cellular Telecommunications Systems* (McGraw Hill, 1989), p. 256.

9 – تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز (الشفري) في النظام الخلوي
Cellular CDMA

1-9 لماذا نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز (الشفري) :

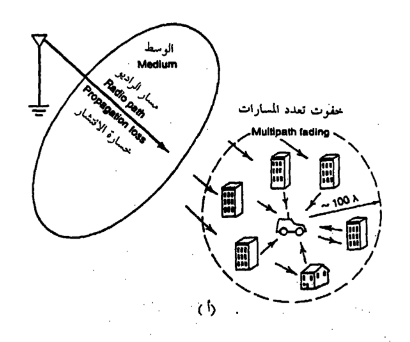
طُور نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز لزيادة السعة بشكل رئيس . ظهرت الحاجة الى تطوير النظم الخلوية لزيادة السعة مباشرة بعد أن واجهت النظم الخلوية التماثلية تحديداً في السعة في عام 1987 . يوجد في الأنظمة الرقمية ثلاث خطط أساسية لتعدد المنافذ : تعدد المنافذ بالتقسيم الترددي (FDMA) وتعدد المنافذ بالتقسيم الزمني (TDMA) وتعدد المنافذ بالتقسيم المرمز (CDMA) .

نظرياً ، لايهم اذا قسم الطيف الى ترددات أو شقوق زمنية أو رموز فالسعة المؤمنة من خطط تعدد المنافذ الثلاث هذه هي نفسها. إلا أنه في النظام الخلوي يمكن أن نجد أن احداها أكثر ملائمة لوسط اتصالات معين من الأُخر. في أمريكا الشمالية بشكل خاص يخصص طيف اضافي للنظام الخلوي الرقمي. ولهذا يتواجد النظامان الرقمي والتماثلي معاً في الطيف. إن مشكلة الانتقال من النظام التماثلي الى النظام الرقمي هو موضوع آخر. وعلى الرغم أن نظام CDMA قد استخدم في اتصالات السواتل إلا أنه لايمكن تطبيق النظام نفسه مباشرة على النظام الخلوي المتنقل. لتصميم نظام تعدد منافذ خلوي بالتقسيم المرمز نحتاج أولاً الى فهم بيئة الراديو المتنقل ثم نستطيع دراسة ما اذا كانت خواص تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز تلائم تلك البيئة .

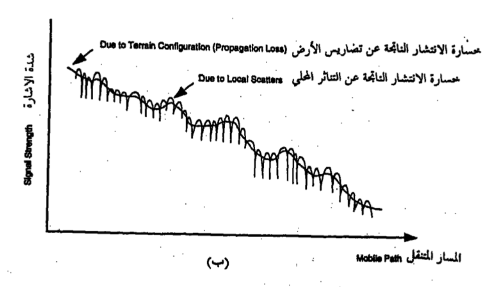
في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز يستخدم انتشار اشارة الحامل العريض النطاق بينما انتشار اشارة الحامل الضيق النطاق هو واسطة الاتصالات التقليدية. لهذا نبدأ بدراسة انتشار الأمواج الضيقة النطاق ثم بدراسة الموجة العريضة النطاق.

2-9 انتشار الموجة الضيقة النطاق :

ترسل اشارة من موقع خلية وتستقبل إما بوحدة متنقلة أو محمولة بعد أن تنتشر فوق تضاريس ممتدة بين الطرفين. إن تأثير شكل التضاريس يخلق خصائص خفوت طويل الأجل مختلفة تتبع تغيراً طبيعياً-لوغارتمياً يظهر على غلاف الاشارة المستقبلة كما في الشكل 9-1 . بما أن ارتفاع هوائي الوحدة المتنقلة أو المحمولة قريب من الأرض لذلك نلاحظ ثلاثة تأثيرات : 1- خسارة مسار اضافية , 2- خفوت تعدد المسارات, 3- ظاهرة امتداد وقت الانتشار.



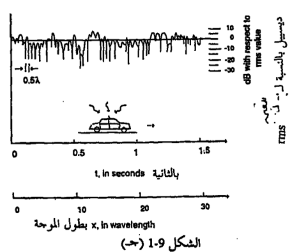
(أ)



(ب)

الشكل 9-1 : (أ) بيئة راديو متنقل-خسارة الانتشار وخفوت تعدد المسارات

(ب) بيئة راديو متنقل . (جـ) خفوت نمطي استقبل من وحدة متنقلة متحركة.



الشكل 9-1 (جـ)

9-2 1 خسارة المسار الاضافية لانتشار موجة مستمرة (ضيقة النطاق) في بيئة راديو متنقل.

لنفترض ان القدرة المرسلة هي Pt عندئذ يكون المتجه المسدد (أو كثافة القدرة المرسلة) U_t هو:

$$U_t = \frac{P_t}{4\pi r^2} \qquad 1\text{-}2\text{-}9$$

عند طرف الاستقبال تصل الاشارة بعد مرورها خلال بيئة الراديو المتنقل. يمكن التعبير عن القدرة المستقبلة بالشكل:

$$P_r = U_t \cdot C(d, f)A_e(f) \qquad 2\text{-}2\text{-}9$$

حيث $C(d,f)$ هي خاصية الوسط و $A_e(f)$ هي النافذة الفعالة لهوائي الاستقبال عند طرف الاستقبال ويمكن التعبير عنها بالشكل:

$$A_e(f) = \frac{c^2G}{4\pi f^2} \qquad 3\text{-}2\text{-}9$$

حيث c هي سرعة الضوء و G ـ ربح هوائي الاستقبال. بتعوض المعادلة 9-2-1 والمعادلة 9-2-3 في المعادلة 9-2-2 يصبح:

$$P_r = \frac{P_t}{4\pi r^2} C(d, f) \frac{c^2 G}{4\pi f^2} \qquad 4\text{-}2\text{-}9$$

P_r في المعادلة 9-2-4 هي القدرة المستقبلة التي تم ايجادها من البيانات التجريبية المذكورة في الفصل 2-3 بالشكل:

$$P_r \,\alpha\, \frac{1}{r^4} \cdot \frac{1}{f^3} \qquad 5\text{-}2\text{-}9$$

بمقارنة المعادلة 9-2-5 مع المعادلة 9-2-4 نجد أن خاصية الوسط $C\,(d,f)$ هي من الشكل:

$$C\,(d,f) \,\alpha\, \frac{1}{r^2 f}$$

أو

$$C\,(d,f) = \frac{k}{r^2 f} \qquad 6\text{-}2\text{-}9$$

حيث k هو ثابت. يمكن اعادة كتابة المعادلة 9-2-4 بالشكل:

$$P_r = \frac{kc^2 G P_t}{(4\pi r^2)^2} \cdot \frac{1}{f^3} \qquad 7\text{-}2\text{-}9$$

عندما نعلم خاصية الوسط $C\,(d,f)$ من المعادلة 9-2-6 يمكن عندئذٍ اشتقاق خسارة مسار الانتشار عريض النطاق.

9-2-2 خصائص خفوت تعدد المسارات :

بسبب انخفاض ارتفاع هوائيات الوحدات المتنقلة فإن المنشآت الصنعية المحيطة بهذه الهوائيات تسبب خفوت تعدد المسارات في الاشارات المستقبلة ، ويدعى هذا بخفوت رايلي كما هو مبين في الشكل 9-1 (انظر أيضا الفقرة 1-3). ينشأ عن خفوت تعدد المسارات أخطاء في الارسال الرقمي (أخطاء الدفق burst error). إن متوسط فترات الخفوت t ومعدلات تقاطع السوية n عند سوية 10 ديسيبل أقل من متوسط قدرة الاشارة هما تابعان لسرعة العربة V وطول الموجة λ.

$$\bar{t} = 0.132\left(\frac{\lambda}{V}\right)s \qquad \text{sec.} \qquad 8\text{-}2\text{-}9$$

$$\bar{n} = 0.75\left(\frac{V}{\lambda}\right) \qquad \text{قاطعاً في الثانية} \qquad 9\text{-}2\text{-}9$$

عند تردد 850 م هـ وسرعة 15 ميل/الساعة تكون $\bar{t} = 6$ ms. (6 ميلي ثانية) و $\bar{n} = 16$ تقاطعا في الثانية.يمكن اشتقاق المعادلتين 9-2-8 و 9-2-9 من الفقرة 3-1 .

9-2-3 امتداد وقت الانتشار :

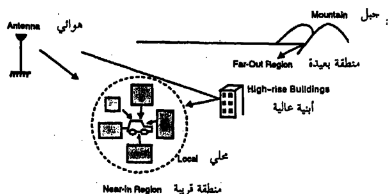
تحدث ظاهرة امتـداد وقـت الانتشـار إذا وجـد وسـط مشـتت زمنياً. في بيئـة الراديو المتنقل يرسل رمز مفرد من طرف ويستقبل في الطرف الآخـر ليـس ذلـك الرمـز فحسب بل واصداؤه الكثيرة أيضاً. تختلف فترات امتداد وقـت الانتشـار المقيسـة مـن أول رمز حتى آخر صدى يمكن كشفه حسب البيئـات المختلفـة البنيـة . يبلـغ متوسـط امتداد وقت الانتشار الناتج عن النواثر المحلية في منطقة ضواحي 0.5 ميكرو ثانيـة وفـي مناطق المدن 3 ميكرو ثانية وهي كما ذكرت سابقا في الفقرة 1-5-6. تقع النواثر المحليـة في منطقة الطرف القريب كما هي موضحـة في الشـكل 9-2 ، أمـا امتـداد وقـت الانتشـار المقابل لهذه المنطقـة فقـد وضـح فـي الشـكل 9-3. وكمـا يبـين الشـكل 9-2 هناك أنواع أخرى من امتداد وقت الانتشار. يكون أحد أنواع الموجة المتـأخرة بسـبب الانعكاس على أبنية شاهقة الارتفاع (خارج المنطقة) والنـوع الآخـر بسـبب الانعكـاس على الجبال ، وأزمنة التأخر الموافقة لها مبينة في الشكل 9-3. يمكن أن يصل امتداد وقت الانتشار في بعض المناطق الجبلية الى 100 ثانية. يسبب امتداد وقت الانتشار تداخلاً بين الرموز في ارسال المعطيات. لتجنب التداخل بين الرموز يجب أن لايزيد معدل الارسـال R_b عن مقلوب قيمة امتداد وقت الانتشار Δ اذا كانت الوحدة المتنقلة مستقرة (حالـة عدم خفوت) :

$$R_b < \frac{1}{\Delta} \qquad 10\text{-}2\text{-}9$$

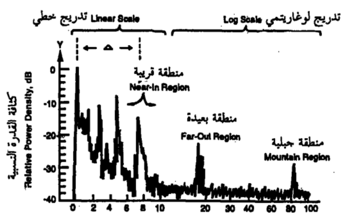
أو يجب أن لايزيد R_b عن مقلوب القيمة $2\pi\Delta$ اذا كانت الوحدة المتنقلة في حالة الحركة (حالة خفوت) :

$$R_b < \frac{1}{(2\pi\Delta)} \qquad 11\text{-}2\text{-}9$$

إذا كان معدل الارسال R_b أعلى مما ذكر في المعادلـة 9-2-10 أو المعادلـة 9-2-11 فـإن أنظمة تعدد المنافذ بالتقسيم الترددي وبالتقسيم الزمني تحتـاج الى مسـويات قـادرة علـى تخفيض التداخل بين الرموز لدرجة ما تعتمد على تعقيد امتداد وقـت الانتشـار وتوزيـع وصول الموجة. يتطلب نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الترددي معدل ارسال أبطأ دائما مـن نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الزمني عندما يقدم النظامـان السـعة الراديويـة نفسـها. يمكـن الاستغناء عادة عـن المسـوي في نظـام تعـدد المنـافذ بالتقسـيم الـترددي طالمـا أن معـدل الارسال لايزيدكثيراً عن 10000 رمزاً في الثانيـة. لايحتـاج نظـام تعـدد المنـافذ بالتقسـيم المرمز الى مسو ولكن يمكن استخدام جهاز أبسط منه يدعى "رابـوط" سـيوصـف فيمـا بعد.



الشكل 9-2 توزع النواثر في بيئة راديو متنقل



الشكل 9-3 توضيح عن امتداد وقت الانتشار

9-3 انتشار الاشارة عريض النطاق :

يستخدم غالباً ارسال اشارة عريض النطاق في بيئة الراديو المتنقل . فوائد استخدام الارسال عريض النطاق هي:

1- تقليل الخفوت (اي بتطبيق التنوع الترددي) .

2- تجنب التشويش (أي بنشر القدرة المُرسلة على نطاق عريض لجعل التشويش غير فعّال) .

ماهي قاعدة خسارة مسار انتشار الاشارة عريض النطاق ؟

نحاول في هذا الفصل الاجابة على هذا السؤال بعد تحليل بسيط لخسارة مسار الانتشار عريض النطاق . لعمل ذلك يجب ان تشتق أولاً خصائص النطاق العريض من موجة مستمرة أو اشارة ضيقة النطاق .

1-3-9 خسارة مسار اشارة عريضة النطاق في بيئة راديو متنقل :

لنفترض أن قدرة ارسال P_t واط قد استخدمت لارسال اشارة عريضة النطـاق عرض نطاقها B هرتز على مسار راديو متنقل . يكون طيف القدرة لكل مكونة ترددية من الاشـارة عـريـضـة الـنـطـاق وعـلـى الـنـطـاق B هو $S_t(f)$ وتكون العلاقة بين P_t و $S_t(f)$ هي :

$$P_t = \int_{f_0-\frac{B}{2}}^{f_0+\frac{B}{2}} S_t(f)\, df \qquad 1-3-9$$

ويكون المتجه المسدد عند طرف الارسال هو :

$$U_t = \frac{P_t}{4\pi r^2} = \frac{\int_{f_0-B/2}^{f_0+B/2} S_t(f)\, df}{4\pi r^2} \qquad 2\text{-}3\text{-}9$$

عند طرف الاستقبال يمكن ايجاد القدرة المستقبلة لاشارة عريضة النطاق بعد مرورها خلال بيئة راديو متنقل كما في المعادلة 9-1-2 :

$$P_r = \frac{1}{4\pi r^2}\int_{f-\frac{B}{2}}^{f+\frac{B}{2}} S_t(f) \quad C(d,f)\cdot A_e(f)\cdot df \qquad 3\text{-}3\text{-}9$$

بتعويض المعادلة 3.2.9 والمعادلة 9-2-6 في المعادلة 3.3.9 نحصل على :

$$P_r = \frac{1}{4\pi r^2}\int_{f_0-\frac{B}{2}}^{f_0+\frac{B}{2}} S_t(f)\frac{k}{r^2 f}\ \frac{c^2 G}{4\pi f^2}\, df$$

$$= \frac{kc^2 G}{(4\pi r^2)^2}\int_{f_0-\frac{B}{2}}^{f_0+\frac{B}{2}} S_t(f)\frac{1}{f^3}\, df \qquad 4\ 3.9$$

يمكن حل المعادلة 4.3.9 إذا علمت $S_t(f)$. نفترض، للتبسيط، ان

$$S_t(f) = \text{constant} \qquad f_0 - \frac{B}{2} \le f \le f_0 + \frac{B}{2} \qquad 5.3.9$$

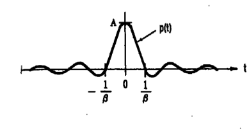
يمكن تحقيق هذا الشرط بتصميم شكل موجات النبضات المرسلة لتكون على شكل نبضات تامة، أي :

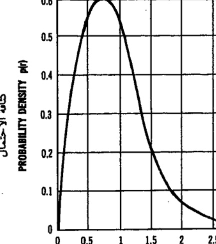
$$p(t) = A\ \text{sinc}\ (t\cdot B) \qquad 6.3.9$$

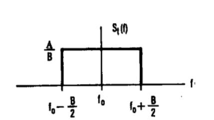
عندئذ تكون :

$$S_t(f) = \frac{A}{B} \qquad f_0 - \frac{B}{2} \leq f \leq f_0 + \frac{B}{2} \tag{7.3-9}$$

حيث A هو اتساع النبضة، B عرض النطاق الكلي. يبين الشكل 9-4 المعادلة 6.3.9 والمعادلة 7-3.9 معاً.







الشكل 4.9 نبضة تامة P(t) وطيفها محدود النطاق.

بتعويض المعادلة 9–3–7 في المعادلة 9–3–4 نحصل على القدرة المستقبلة لاشارة عريضة النطاق بالشكل :

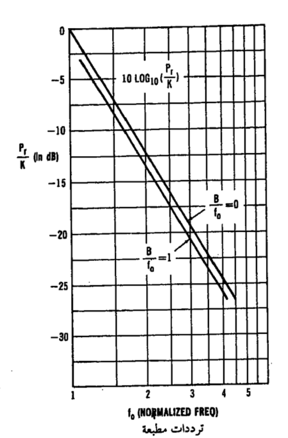
$$P_r = \frac{kc^2GA}{(4\pi r^2)^2 B} \int_{f_0-\frac{B}{2}}^{f_0+\frac{B}{2}} \frac{1}{f^3}\, df$$

$$= \frac{kc^2GA}{(4\pi r^2)^2 B} \cdot \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{\left(f_0 - \frac{B}{2}\right)^2} - \frac{1}{\left(f_0 + \frac{B}{2}\right)^2} \right\}$$

$$= K \frac{f_0}{\left[f_0^2 - \left(\frac{B}{2}\right)^2\right]^2} \qquad = K \frac{1}{f_0^3\left[1 - \left(\frac{B}{2f_0}\right)^2\right]^2} \tag{8–3–9}$$

حيث

$$K = \frac{kc^2GA}{(4\pi r^2)^2} \tag{9-3-9}$$



الشكل 9-5 خسارة المسار نتيجة لنطاق الاشارة العريض

عندما يقترب عرض النطاق B من الصفر تصبح المعادلة 9-3-8 :

$$P_r = K\frac{1}{f_0^3} \qquad \text{نطاق ضيق} \qquad 10\text{–}3\text{–}9$$

حيث تتفق مع المعادلة 9–2–7 . رُسمت المعادلـة 9–3–8 في الشـكل 9–5. إن القدرة المستقبلة هى تابع لكل من تردد الحامل وعرض النطاق، مـن حيـث المبـدأ كلمـا كبر عرض النطاق كبرت القدرة المستقبلة. إذا كـان عـرض النطـاق B يسـاوي نصـف التردد الحامل، عندئذ نعوض $B = f_0 / 2$ في المعادلة 9–3–8 لتصبح :

$$P_r = K\frac{f_0}{[f_0^2 - (f_0/4)^2]^2} = \frac{K}{(15/16)f_0^3} \qquad 11\text{–}3\text{–}9$$

تُبين المعادلة 9–3–11 أن القدرة المستقبلة لاشارة عريضة النطاق عرض نطاقهـا $B = f_0 / 2$ ديسيبل فقط من القدرة المستقبلة لاشارة موجة مستمرة. إذا كان النطاق عريضاً جداً $B = f_0$ فإن المعادلة 9–3–8 تعطى :

$$K = \frac{kc^2GA}{(4\pi r^2)^2} \qquad 12\text{–}3\text{–}9$$

أي أن القدرة المستقبلة أعلى بمقدار 2,5 ديسيبل فقط من القدرة المستقبلة من موجة مستمرة لهذا فإن خسارة مسار الانتشار لاشارة عريضة النطاق يمكن أن تحسب بقاعدة خسارة مسار موجة مستمرة في بيئة الراديو المتنقل.

2-3-9 خفوت الاشارة عريضة النطاق :

يمكن أن يوصف انتشار الاشارة عريض النطاق عن طريق خسارة المسار وخفوت الاشارة. يمكن ملاحظة خسارات المسار للاشارتين عريضة النطاق وضيقة النطاق من المعطيات المقيسة والبرهنة نظرياً (كما بين في الفقرة 9-3-1). ومع ذلك فإن خصائص خفوت الاشارة عريضة النطاق تختلف عن خصائص خفوت الاشارة ضيقة النطاق (التي سبق وصفها في الفصل الأول). فخفوت الاشارة عريضة النطاق ليس حاداً كخفوت الاشارة ضيقة النطاق. للاشارة عريضة النطاق خفوت أقل لأن استقبالها يستفيد من التنوع الترددي الطبيعي للإشارة عريضة النطاق.

خصائص خفوت تعدد المسارات على النطاق العريض :

يمكن التعبير عن نبضة التشوير عريضة النطاق $S_0(t)$ كما يلي :

$$S_0(t) = A\,\frac{\sin(\pi B t)}{\pi t} \qquad 13\text{-}3\text{-}9$$

حيث A اتساع النبضة المبين في الشكل 9-4. يمكن تمثيل الاشارة المستقبلة كالتالي:

$$S(t) = \left(\frac{A}{B}\right)\sum_{m=-\infty}^{\infty} b_m(t)\,\frac{\sin \pi B(t - m/B)}{\pi(t - m/B)} \qquad 14\text{-}3\text{-}9$$

عرض النبضة $1/B$ هو الفترة الزمنية التي تشغلها النبضة. نعد جميع b_m التي تختف خلال مجال عدد محدد من m موافق لامتداد وقت الانتشار Δ. بعد ذلك يمكن تقريب العدد الفعال لفرعات التنوع M بما يلي :

$$M = \frac{\Delta + 1/B}{1/B} = B \cdot \Delta + 1. \qquad 15\text{-}3\text{-}9$$

يختلف العدد الفعال للتنوع وفقا لمنشآت البناء. M أكبر في مناطق المدن عنها في مناطق الضواحي. اذا كانت $\Delta = 0.5\ \mu s$ (ميكرو ثانية) في الضواحي و $\Delta = 3\ \mu s$ (ميكرو ثانية) في المدن و $B = 30$ kHz للنطاق الضيق و 1.25 MHz للنطاق العريض نجد أن العدد الفعال للتنوع M هو كما يلي:

M فرعة تنوع

بيئة صنعية		B = 30 KHz	B = 1.25 MHz
ضواحي	$\Delta = 0.5\,\mu s$	1.015	1.625
مدن	$\Delta = 3\,\mu s$	1.09	4.75

كلما زاد عرض النطاق كان الخفوت أقل. عند $B = 1.25$ MHz, يقل خفـوت الاشارة المستقبلة وكأن مستقبلا بفرعة تنوع M = 1.625 (بين فرعة وفرعتين) قد استخدم في منطقة الضواحي و M = 4.75 (بين أربع وخمس فرعات) في منطقة المدن. تؤمن الاشارة العريضة النطاق ربح تنوع أكبر في مناطق المدن منه في مناطق الضواحي. عند B = 30 KHz لايلاحظ ربح تنوع فعال على الاشارة المستقبلة الضيقة النطاق.

4-9 العناصر الرئيسة في تصميم النظام الخلوي :

إن مفهوم اعادة استخدام التردد الموصوف في الفصل 5-5 يرشد تصميم النظام الخلوي للحصول على سعة أكبر للنظام .

1 – معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة : يبنى الفاصل الأصغري بين خليتين لهما القناة D_s نفسها على معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة q ويعبر عنه بالشكل :

$$q = \frac{D_s}{R} \qquad \text{1-4-9}$$

حيث R نصف قطر الخلية . تختلف قيمة q وفقا للنظام . في النظم الخلوية التماثلية q = 4.6 وقد بنيت على أساس عرض نطاق القناة $B_c = 30$ kHz ونسبة الحامل الى التداخل تساوي 18 ديسيبل ($C/I = 18$ dB) .

2 – تبديل القناة : تبديل القناة ميزة فريدة في النظام الخلوي. فهي تنقل المكالمة الى قناة ترددية جديدة في موقع خلية جديدة بدون انقطاع المكالمة او انذار المشترك. يعتبر تخفيض تبديل الأقنية غير الضروري ونجاح تبديل القناة الضروري وظائف مهمة جدا لعمال النظام الخلوي في الأنظمة التماثلية والأنظمة الرقمية المستقبلية العاملة بنظم تعدد المنافذ بالتقسيم الترددي والتقسيم الزمني .

3 – ترتيب الترددات وتخصيص التردد : بناء على المسافة الصغرى D_s يمكن الحصول على عدد الخلايا K في نمط اعادة استخدام الخلية على الشكل :

$$K = \frac{(D_s/R)^2}{3} = \frac{q^2}{3} \qquad \text{2-4-9}$$

يقسم العدد الكلي للأقنية المخصصة على k . توجد k مجموعة من الترددات ، وتعمل كل خلية بمجموعتها الخاصة من الترددات التي يديرها عامل النظام. هذه هي وظيفة ترتيب الترددات . خلال معالجة المكالمة تخصص ترددات مختلفة لمكالمات مختلفة. هذه هي وظيفة تخصيص التردد. كلا الوظيفتان تتضاربان مع التداخل والسعة.

4 – **الوصلة العكسية لضبط القدرة** : تستخدم الوصلة العكسية لضبط القدرة من أجل تخفيض تداخل الطرف القريب الى الطرف البعيد. يحدث التداخل عندما تحجب الوحدة المتنقلة القريبة من موقع الخلية الاشارة المستقبلة عند موقع الخلية بحيث لايمكن استقبال الاشارة الآتية من وحدة متنقلة بعيدة. وهذا نمط فريد من التداخل في بيئة الراديو المتنقل.

5 – **الوصلة الأمامية لضبط القدرة** : تستخدم الوصلة الأمامية لضبط القدرةمن أجل تخفيض التداخل اللازم خارج حدود الخلية.

6 – **زيادة السعة** : يمكن زيادة سعة الأنظمة الخلوية بمعالجة q بطريقتين :

أ – تبقى قيمة q المبينة في المعادلة 9-4-1 ثابتة ضمن التجهيزات الخلوية النمطية. عندما يقل نصف القطر R تقل D_s ، وعندما تصبح D_s أصغر يمكن تكرار التردد نفسه في المنطقة الجغرافية نفسها مراراً ، ولهذا السبب تستخدم الخلايا الصغيرة (تدعى أحياناً بالخلايا الصغرية أو الخلايا الأصغرية) لزيادة السعة.

ب – من بين الأنظمة الخلوية المختلفة يمكن انتقاء أنواع كثيرة مختلفة من التجهيزات الراديوية. والفكرة هي البحث بين تلك الأنظمة الخلوية التي تؤمن قيما أقل لـ q . عندما تكون q في المعادلة 9-4-1 صغيرة فإن D_s صغيرة حتى لو بقي نصف قطر الخلية دون تغيير. إن قيمة q في الأنظمة الخلوية الرقمية المصممة بعناية أقل من قيمة q في الأنظمة التماثلية. بانتقاء قيمة صغيرة لـ q في نظام جديد على أساس قيمة q في نظام قديم يمكننا زيادة سعة النظام دون تصغير حجم الخلية. ولهذا يفضل النظام الرقمي الجديد على النظام التماثلي القديم .

يترتب على تصغير حجم الخلايا في نظام ما استخدام خلايا أكثر. وهذا مكلف دوماً. ولهذا من المهم جدا استخدام الأنظمة الخلوية الرقمية بعناية لبلوغ القيمة المثلى لـ q .

5-9 تقنيات التمديد (النشر) في التعديل :

تستخدم تقنيات التمديد (النشر) في التعديل عادة في العمليات العسكرية لمعاكسة التشويش. توجد تقنيتا نشر : نشرالطيف (الطيف المنشور) ونشر الزمن (قفز زمني) .

1-5-9 تقنيات الطيف المنشور :

يمكن اتمام تمديد (نشر) الطيف باحدى طريقتين : التتابع المباشر أو القفز الترددي.

1 – طريقة التتابع المباشر : ترمز كل قطعة معلومات بعدد كبير من البتات المشفرة وتدعى حزازات (رقاقات) . مثال ذلك اذا كان معدل بتات المعلومات المستخدمة R = 10 Kbps وتحتاج المعلومات الى نطاق عرضه $B = 10\ \text{kHz}$ واذا شفرت كل بتة من هذه الـ 10 كيلوبتة بالثانية بـ 100 حزازة فإن معدل الحزازات هو 1 ميغا بتة بالثانية ويحتاج الى عرض نطاق $B_{ss} = 1\ \text{MHz}$. وبهذا ينتشر عرض النطاق من 10 ك هـ الى 1 م هـ. يقاس نشر الطيف في حالة التتابع المباشر بربح العملية (PG) بالديسيبل .

$$PG = 10 \log \frac{B_{ss}}{B} \quad \text{(in dB)} \qquad 5\text{-}1\text{-}9$$

ويكون ربح العملية في هذا المثال 20 ديسيبل ، أو يقال أن لنظام الطيف المنشور هذا ربح عملية 20 ديسيبل ، أجريت أول تجارب على التتابع المباشر في عام 1949من قبل ل.أ. دي روزا و م.روجوف اللذان أنشأا وصلة اتصال بين نيوجرسي وكاليفورنيا.

2 – طريقة القفز الترددي : يجهز مستقبل القفز الترددي بـ N قناة ترددية من أجل مكالمة حية كي يقفز على الأقنية الترددية N هذه وفق نمط قفز محدد . إذا كان عرض قناة المعلومات 10 ك هـ وكان هناك 100 قناة للقفز (N=100) فإن عرض نطاق القفز الترددي $B_{ss} = 1\ \text{MHz}$. ويكون تمديد الطيف من 10ك هـ (بدون قفز) إلى 1م هـ (بقفز ترددي).يقاس القفز الترددي بربح العملية على الشكل التالي :

$$PG = 10 \log N \quad \text{(in dB)} \qquad 2\text{-}5\text{-}9$$

ويكون ربح العملية في هذا المثال هو 20 ديسيبل . تسمى جميع أقنية القفز الترددي أيضاً حزازات .يمكن أن يتواجد قفز سريع حيث تجري قفزتان أو أكثر لكل رمز، أو قفز بطيء حيث تتسع كل قفزة لرمز ين أو أكثر.يكون معدل ارسال المعطيات في العادة هو معدل الرموز نفسه ، ويساوي معدل الرموز معدل البتات في الأرسال الثنائي. نظرا لقصور تقنيات الوقت الحاضر يستخدم القفز الترددي نمط القفز البطيء .

2-5-9 القفز الزمني – تقنية تمديد الزمن (الزمن المنشور) :

تخصص الرسالة المرسلة بمعدل معطيات R والتي تتطلب فترة ارسال زمنية T ، بفترة ارسال زمنية أطول T_s وترسل المعلومات برشقات يمليها نمط القفز . يمكن أن تتغيرالفترة الزمنية t_n بين الرشقات.يكون معدل المعلومات R_s في القفز الزمني دائما أقل من معدل بتات المعطيات R . لنفترض حدوث N رشقة في الزمن T ، عندئذ :

$$R_s = \left(\frac{T_s}{T}\right)R = \left(1 - \frac{\sum_{1}^{N} t_n}{T}\right)R \qquad 3\text{-}5\text{-}9$$

6-9 وصف التعديل بالتتابع المباشر :

استخدم الطيف المنشور (التتابع المباشر والقفز الترددي) لتخفيض التداخل المقصود (تشويش العدو). نحن مهتمون باستخدامه لزيادة السعة بدلا من تخفيض التداخل المقصود. نميز مباشرة أن القفز الترددي البطئ لايزيد السعة. القفز البطيء يدع الاقنية الجيدة تسوء والاقنية السيئة تتحسن . للنظام المصمم من احل السعة يجب أن تستثمر جميع الأقنية بنوعية حسنة تقريباً. إذا وحدت أقنية سيئة في نظام الطيف المنشور ذي سعة عالية فإن النظام لايؤمن أقنية طبيعية حيث يمكن أن تتوسط سويات الاشارة الزائدة مع سويات الاشارة الضعيفة من الأقنية السيئة الى حدود سوية نوعية مقبولة. إن طريقة تحسين هذه الحالة هي إما أن تسقط الأقنية الخلفية أو تصحح الأقنية السيئة بوسائل أخرى. يساعد القفز السريع على زيادة السعة لأنه يؤمن التنوع إلا أن تقنيات القفز السريع عند التردد 800 م هـ غير متوفرة الآن.

1-6-9 التقنية الأساسية للتتابع المباشر (DS) :

يوضح الشكل 6-9 التقنية الأساسية للتتابع المباشر. تعدل المعطيات $x(t)$ المرسلة بمعدل R بتردد حامل f_0 أولا ثم بشيفرة نشر $G(t)$ لتشكل اشارة تتابع مباشر $S_t(t)$ بمعدل حزازات R_p وتشغل عرض نطاق تتابع مباشر B_{ss} . تستقبل اشارة التتابع المباشر $S_t(t-T)$ بعد زمن تأخير انتشار T وتدخل الى رابوط (correlator) يستخدم شيفرة النشر G(t) نفسها المخزنة فيه مسبقاً لفك نشر اشارة التتابع المباشر ، ثم يتم الحصول على الاشارة التي فك نشرها $S(t-T)$ وبعد فك تعديلها بالتردد f_0 تسترجع الاشارة $x(t)$. لتأخذ اشارة غلاف ثابت معدلة بتردد f_0 عند طرف الارسال المبينة في الشكل 6-9 ، ولتكن x(t) سيل المعطيات المعدلة بابراق زحزحة طور ثنائي (BPSK)، عندئذ :

$$x(t) = \pm 1 \qquad 1\text{-}6\text{-}9$$

معدلة بابراق زحزحة ثنائية :

$$S(t) = x(t)\cos(2\pi f_0 t). \qquad 2\text{-}6\text{-}9$$

في طرف الارسال يستخدم تعديل نشر التتابع G(t) أيضا الابراق بزحزحة طور ثنائي :

$$G(t) = \pm 1 \qquad 3\text{-}6\text{-}9$$

عندئذ :

$$S_t(t) = x(t)G(t)\cos(2\pi f_0 t). \qquad 4\text{-}6\text{-}9$$

فـي طرف الاسـتقبال تستقبل الاشارة $S_t(t - T)$ بعد T ثانيـة زمـن تأخـير الانتشار ثم تجري بعد ذلك عملية فك النشر. تخرج الاشارة $S(t - T)$ من الرابوط :

$$S(t - T) = x(t - T) \cdot G(t - T)G(t - \hat{T})\cos[2\pi f_0(t - T)] \qquad 5\text{-}6\text{-}9$$

حيث $\hat{T}$ زمن تأخيرالانتشار المقدر والمولد في المستقبل ، وبما أن G(t) = ±1 :

$$G(t - T)G(t - \hat{T}) = 1 \qquad 6\text{-}6\text{-}9$$

في رابوط جيد تكون $T = \hat{T}$ ، عندئذ :

$$S(t - T) = x(t - T)\cos[2\pi f_0(t - t)] \qquad 7\text{-}6\text{-}9$$

تسترجع المعطيات x(t − T) بعد تعديلهـا بـتردد حـامل f_0، كمـا هـو مبـين في الشكل 9-6 .

Technique تقنية

معدل الجزازات R_p = Chip rate
هوائي الارسال Tx ant. $S_t(t)$
معطيات Data x(t)
هوائي الاستقبال Rv ant. $S_t(t - T)$
رابوط Correlator
شيفرة النشر
Spreading code G(t)
$B_c = R$
معطيات Data x(t)
عملية النشر Spreading process
عملية فك النشر Despreading process

الشكل 9-6 التقنية الأساسية للتتابع المباشر

Tx.Ant. – هوائي الارسال ، Rv.Ant. – هوائي الاستقبال

2-6-9 مولد الشيفرة شبه الضجيجية :

إن الشيفرة شبه الضجيج الآتية من تتابع شبه ضجيج هي اشارة مقررة . مثال ذلك التتابع 000100110101111 هو تتابع شبه ضجيج يشمل ثلاث خصائص :

1 – خاصية التوازن – 7 أصفار و 8 واحدات . يختلف عدد الأصفار عن عدد الواحدات في شيفرة شبه ضجيجية بواحد فقط.

2 – خاصية التدفق – 4 دفقات "صفر" (أو دفقات "1")

الدفقات = 4 .

1/2 الدفقات (أي 2) من الطول 1 [أي صفر أو واحد افراديان]

1/4 الدفقات (أي 1) من الطول 2 [أي صفران أو واحدان متتابعان]

1/8 الدفقات (أي 0.5) من الطول 3 [أي 3 أصفار أو 3 واحدات متتابعة]

في المثال السابق لايمكن عد 1/8 الدفقات لأن الشيفرة قصيرة جداً.

3 – خاصية الترابط.لتكن D تمثل الفرق و S تمثل الحالة نفسها. نقارن الشيفرتين شبه الضجيجيتين كالتالي :

```
0  0  0  1  0  0  1  1  0  1  0  1  1  1  1
1  0  0  0  1  0  0  1  1  0  1  1  1  1  1
D  S  S  D  D  S  D  S  D  D  D  D  S  S  S
```

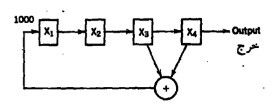
يمكن الحصول على قيمة ترابط تتابعين بـ N بتة بتعداد العدد N_d لـ D's والعدد N_s أو S's وضعهما في المعادلة التالية :

$$P = \frac{1}{N}(N_s - N_d) = \frac{1}{15}(7 - 8) = -\frac{1}{15} \qquad 8\text{-}6\text{-}9$$

عندئذ يكون ارتباط شيفرة شبه ضجيج بـ 15 بتة هو 1/15 . يبين الشكل 9-7 مولد شيفرة شبه ضجيج بمسجل ازاحة رباعي. يجمع الجامع النمطي 2 خرج مسجل الازاحة X_3 ومسجل الازاحة X_4. تغذى اشارة الجمع خلفيا لمسجل الازاحة X_1 . لنفترض أن تتابع من 4 بتات 1000 طبق على مسجل الازاحة X_1 فإن خرج تتابع شبه الضجيج من مولد الشيفرة هذا هو : 000100110101111 . يعتمد طول الشيفرة L لأي مولد شيفرة شبه ضجيج على عدد مسجلات الازاحة N :

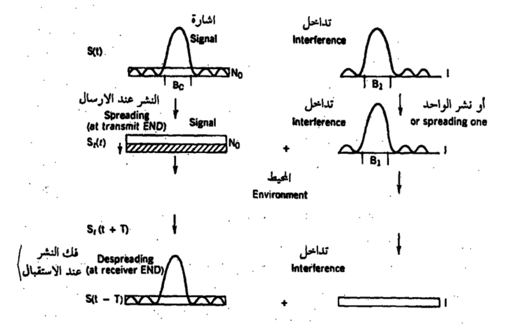
$$L = 2^N - 1 \qquad 9.6.9$$

يدعى تتابع شبه الضجيج المولد في الشكل 9-7 أيضا بتتابع الطول الخطي الأعظمي . من أجل N = 4 تكون L = 15 .



الشكل 9-7 مولد شيفرة شبه الضجيج (تتابع الطول الخطي الأعظمي)

N– عدد مسجلات الازاحة ، P طول التتابع $P = 2^N - 1$



الشكل 9-8 الطيف المنشور . لمنبع التداخل مولد $G_I(t)$ مختلف لاجراء النشر وينتهي للنتيجة نفسها

3-6-9 تخفيض التداخل باشارة تتابع مباشر (DS) :

تعرض اشارة الشكل 9-6 $S(t)$ قبل النشر في كلا المجالين الترددي والزمني كما هو مبين في الشكل 9-8 . بعد نشر S(t) بمولد G(t) يرسل الخرج $S_t(t-T)$ بينما يبقى التداخل في الجو اشارة ضيقة النطاق أو اشارة تتابع مباشر بمولد $G_I(t)$ مختلف . عندما تستقبل الاشارة $S_t(t-T)$ بعد زمن تأخير T بفك نشرها بالمولد G(t) نفسه منتجة$S(t-T)$. تنشر اشارة التداخل الى اشارة طيف منشور بالمولد G(t) اذا كانت ضيقة النطاق أو تبقى اشارة طيف منشور لأنّ المولدين G(t) و $G_I(t)$ لايتفقان وبالتالي يمكن الوصول الى سوية منخفضة من التداخل ضمن عرض نطاق الاشارة المرغوبة B_o .

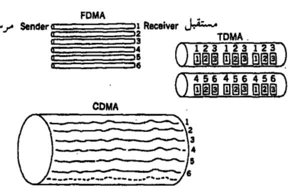
7-9 سعات خطط تعدد المنافذ :

تستخدم خطط تعدد المنافذ لتأمين منافذ لاقامة الاتصالات.توجد خمس خطط تعدد المنافذ هي:

FDMA تعدد المنافذ بالتقسيم الترددي ويخدم المكالمات بقنوات ذات ترددات مختلفة.
TDMA تعدد المنافذ بالتقسم الزمني ويخدم المكالمات بشقوق زمنية مختلفة.
CDMA تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز ويخدم المكالمات بتتابع شفري مختلف .
PDMA تعدد المنافذ بالتقسيم الاستقطابي ويخدم المكالمات باستقطابات مختلفة وهذا النوع من تعدد المنافذ غير قابل للتطبيق في الاتصالات الراديوية المتنقلة .
SDMA تعدد المنافذ بالتقسيم الفراغي ويخدم المكالمات بواسطة هوائيات بقعية الاشعاع.

يمكن تخديم المكالمات في المناطق المختلفة المغطاة بالأشعة البقعية بواسطة التردد نفسه – مفهوم اعادة استخدام التردد. يمكن تطبيق خطط تعدد المنافذ الثلاث الأولى في الأنظمة الخلوية. يبين الشكل9-9 توضيحا للاختلافات بين خطط تعدد المنافذ الثلاث. لنفترض أن مجموعة من ست أقنية قد خصصت لخلية . في خطة تعدد المنافذ بالتقسيم الترددي تخدم الأقنية الترددية الست ست مكالمات . في خطة تعدد المنافذ بالتقسيم الزمني يكون عرض نطاق القناة أوسع بثلاث مرات من عرض نطاق القناة في خطة تعدد المنافذ بالتقسيم الترددي ولهذا فإن عرضي نطاق قناتين بالتقسيم الزمني يساوي عرض نطاق ست أقنية بالتقسيم الترددي وكل قناة تعمل بالتقسيم الزمني تؤمن

ثلاثة شقوق زمنية ومجموع الشقوق الزمنية الستة تخدم ست مكالمات . في خطة تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز تشغل قناة كبيرة واحدة عرض نطاق مساو ست أقنية تعمل بالتقسيم الترددي ، ويمكن للقناة الراديوية العاملة بالتقسيم المرمز تأمين ست تتابعات شيفرة لتخدم ست مكالمات . يمكن لخطة تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز أن تضغط تتابعات شيفرة اضافية في القناة الراديوية نفسها بينما لاتستطيع الخطتان الأخريان عمل ذلك . بالطبع تؤدي اضافة تتابعات شيفرة اضافية الى تخفيض نوعية الصوت .



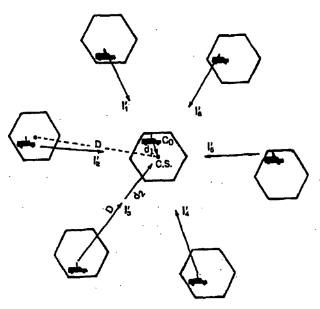
الشكل 9-9 توضيح أنظمة تعدد المنافذ المختلفة

في الأنظمة التماثلية يمكن تطبيق المنافذ بالتقسيم الترددي فقط وتكون نسبة الحامل الى التداخل C/I المستقبلة في مرحلة التردد الراديوي RF متعلقة تقريبا بنسبة الاشارة الى الضجيج S/N عند النطاق الأساسي وهي متعلقة بدورها بنوعية الصوت. في الأنظمة الرقمية يمكن تطبيق خطط تعدد المنافذ الثلاث بالتقسيم الترددي والزمني والمرمز وتكون نسبة الحامل الى التداخل C/I في مرحلة التردد الراديوي RF متعلقة تقريبا بالنسبة E_b/I_0 عند النطاق الأساسي .

$$\frac{C}{I} = \left(\frac{E_b}{I_0}\right)\left(\frac{R_b}{B_c}\right) = \left(\frac{E_b}{I_0}\right)\bigg/\left(\frac{B_c}{R_b}\right) \qquad 1\text{-}7\text{-}9$$

14

حيث E_b الطاقة /بتة و I_0 قدرة التداخل/هرتـز و R_b معـدل البتـات/ثانيـة و B_c عرض نطاق القناة الراديوية بالهرتز . في خطط تعدد المنـافذ بالتقسيم الـترددي أو الزمني توجد أقنية أو شقوق زمنية مخصصة للمكالمـات . فـإذا كـانت $R_b \geq B_c$ و E_b/I_0 عند النطاق الأساسي أكبر دائما من الواحد فإن C/I أكبر مـن الواحـد أيضـاً (أي لها قيمة موجبة بالديسـيبل). في خطـة تعـدد المنـافذ بالتقسـيم المرمـز تشـترك جميـع تتابعات الشيفرة، لنقل N ، بقناة راديوية واحدة ولهذا تكون B_c أكبر بكثير من R_b . غالباً مايحل الرمز B_{ss} الذي يمثل قناة الطيف المنشور محل الرمز B_c . أي تتابع شيفرة ضمن القناة الراديوية يتداخل مع $N-1$ تتابع شيفرة أخر ، ونتيجة لذلك تكـون سـوية التداخل دائما أعلى من سوية الاشارة والنسبة C/I أقل من الواحد (أي لهـا قيمـة سـالبة بالديسيبل) .



الشكل 9–10 تداخل القناة الواحدة

9-7-1 سعة النظام الخلوي بالتقسيم الترددي والتقسيم الزمني :

في نظم التقسيم الترددي أو الزمني تخصص كل قناة ترددية أو شق زمني لمكالمـة واحدة ـ وخلال فترة المكالمة لايمكن اشراك مكالمات أخرى على القناة نفسها أو الشـق نفسه . يأتي تداخل القناة الواحدة من مسافة $D_s = qR$. لنفـترض الحالـة الأسـوأ أي

وجود ستة أجهزة تداخل قناة واحدة (انظر الشكل 9-10) وأن قانون خسارة المسار من الدرجة الرابعة سيطبق ، عندئذ يمكن ايجاد سعة النظام الخلوي بالتقسيم الترددي والزمني بواسطة السعة الراديوية m التي يعبر عنها بما يلي :

2-7-9 عدد الأقنية بالخلية $m = \frac{B_t/B_c}{K} = \frac{M}{\sqrt{2/3(C/I)_s}}$

حيث B_t عرض النطاق الكلي (المرسل أو المستقبل)

B_c عرض نطاق القناة (المرسل أو السمتقبل) أو مكافئ عرض نطاق القناة .

$M = B_t/B_c$ = العدد الكلي للأقنية أو الأقنية المكافئة .

$(C/I)_s$ نسبة الحامل الى التداخل الصغري المطلوبة للقناة أو الشق الزمني . يمكن تطبيق المعادلة 9-7-2 مباشرة على أنظمة تعدد المنافذ بالتقسيم الترددي التماثلية والرقمية. في أنظمة تعدد المنافذ بالتقسيم الزمني B_c هي عرض نطاق القناة المكافئ .

مثال ذلك اذا كان عرض نطاق القناة الراديوية لنظام تعدد المنافذ بالتقسيم الزمني 30 ك هـ ولها ثلاثة شقوق زمنية فإن عرض نطاق القناة المكافئ هو 10ك هـ (B_c = 10 kHz). ويظهر أن النسبة الصغرى المطلوبة $(C/I)_s$ لكل شق زمني هي النسبة $(C/I)_s$ نفسها للقناة المكافئة بالتقسيم الزمني. تبنى السعة الراديوية على معلمتين: B_c و $(C/I)_s$ كما يشار في المعادلة 9-7-2 ، فهي لها نفس المعلمتين اللتين تظهران في علاقة شانون لسعة الأقنية. الفرق بين المعادلة 9-7-2 وعلاقة شانون هو أن المعلمتين في المعادلة متعلقتان ببعضهما وفي علاقة شانون مستقلتان عن بعضهما . يمكن ايجاد النسبة $(C/I)_s$ لسعة راديوية باستخدام نوعية صوت قياسية (مرجعية) بعد أن يعرف عرض نطاق القناة B_c .

9-7-2 السعة الراديوية للنظام الخلوي بالتقسيم المرمز (الشيفري) :

صمم نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز الخلوي ليعمل خصيصا في الأنظمة الخلوية وسبب استخدامه الرئيس هو سعته العالية. يوجد في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز قيمتان لمعامل تخفيض القناة الواحدة ، احداهما تسمى المجاورة q_a ، $q_a = D_s/R = 2.$ وتعني امكانية اعادة استخدام القناة الراديوية نفسها في جميع الخلايا المجاورة ، وتسمى الأخرى الذاتية q_s ، (q_s = 1.) وتعني أن تتابعات شيفرة مختلفة تستخدم القناة الراديوية نفسها لحمل أقنية الاتصال المختلفة. يبين الشكل 9-11 نوعي معامل تخفيض القناة الواحدة ، وباستخدام أصغر قيمة لهذا المعامل يكون نظام

تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز هو نظام اعادة استخدام التردد الأكثر فعالية الذي يمكن ايجاده .

1- نسبة الحامل الى التداخل $(C/I)_s$ المطلوبة في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز الخلوي:

ويمكن ايجادها من المعادلة 9-7-1 بالاعتماد على قيمة E_b/I_0 المقيسة عند النطاق الأساسي والمحددة بنوعية الصوت . مثال ذلك ، اذا كان معدل بتات المرمز $R_b = 8$ Kb/s وعرض نطاق القناة عريضة النطاق الكلي $Bt = 1.25$ MHz فإن E_b/I_0 تتحدد كما يلي :

$$\frac{E_b}{I_0} = 7 \text{ dB}$$

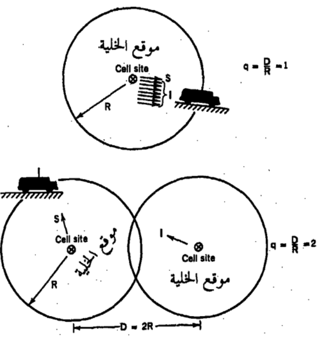
ومنه

$$(C/I)_s = 0.032\ (=)\ -15 \text{ dB}$$

$$\frac{E_b}{I_0} = 4.5 \text{ dB}$$

ومنه

$$(C/I)_s = 0.01792\ (=)\ -17.5 \text{ dB}$$



الشكل 9-11 تفسير نوعي معامل تخفيض القناة الواحدة

بعدها يمكن اشتقاق السعة الراديوية لهذا النظام بالحسابات المبنيـة علـى الوصلـة الأمامية ويمكن تحسينها بخطة ضبط القدرة.

2- بدون خطة ضبط القدرة : تحسب السعة الراديوية من النسبة C/I للوصلـة الأماميـة. يمكن الحصول على النسبة $(C/I)_s$ المستقبلة في الوحدة المتنقلة عند حـدود خليـة تعـدد المنافذ بالتقسيم المرمز المبينة في الشكل 9-12 من خلايا التداخل التسع كما يلي :

$$\left(\frac{C}{I}\right)_s = \frac{\alpha \cdot R^{-4}}{\underbrace{\alpha(M-1)\cdot R^{-4}}_{\text{Within the cell}} + \underbrace{\alpha \cdot 2M \cdot R^{-4}}_{\text{Two closest adjacent channels}} + \underbrace{\alpha \cdot 3M \cdot (2R)^{-4}}_{\text{Three intermediate-range channels}} + \underbrace{\alpha \cdot 6M(2.633)^{-4}}_{\text{Six distant cells}}}$$

داخل الخلية — القناتان المتجاورتان الأكثر قرباً — ثلاث قنوات متوسطة — ست خلايا بعيدة

$$= \frac{1}{3.3123M - 1} \qquad \text{3-7-9}$$

حيث α معامل ثابت ، M عدد أقنية الاتصال . يمكن تحديد $(C/I)_s$ من E_b/I_0 و R_b/B_s في المعادلة 9-7-1

تحسب M من المعادلة 9-7-3 .

$$\left(\frac{C}{I}\right)_s = 0.032 \quad M = 9.736$$

$$\left(\frac{C}{I}\right)_s = 0.01792 \quad M = 17.15$$

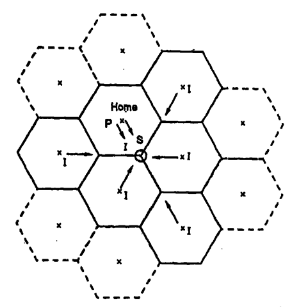
السعة الراديوية لنظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز المعرفة بالمعادلة 9-7-2 هي :

$$m = \frac{M}{K} \qquad \text{عدد أقنية الاتصال / الخلية} \qquad \text{4-7-9}$$

في هذه الحالة $K = q_a^2/3 = 4/3 = 1.33.$ ومنه :

$m = \frac{M}{1.33} = 7.32$ قناة اتصال/الخلية من أجل $E_b/I_0 = 7$ dB

m = 12.9 قناة اتصال / الخلية من أجل $E_b/I_0 = 4.5$ dB



الشكل 9-12 نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز والتداخل عليه

9-7-3 خطة ضبط القدرة في نظام متعدد المنافذ بالتقسيم المرمز (الشيفري) :

يمكن زيادة السعة الراديوية باستخدام خطة ضبط قدرة ملائمة. يمكن لخطة ضبط القدرة المستخدمة على الوصلة الأمامية لكل خلية أن تقلل التداخل على خلايا مجاورة أخرى.

كلما قل التداخل المولد في خلية كلما زادت قيمة M . تشير المعادلة 9-7-5 أنه اذا أهملت جميع التداخلات (انظر الشكل 9-12) عندئذ :

$$\left(\frac{C}{I}\right)_s = \frac{R^{-4}}{(M-1)R^{-4}} = \frac{1}{M-1} \qquad \text{9-7-5}$$

من أجل

$$\left(\frac{C}{I}\right)_s = 0.032 \qquad M = 30.25$$

ومن أجل

$$\left(\frac{C}{I}\right)_s = 0.01792 \quad M = 54.8$$

بمقارنة المعادلة 9-2-3 مع المعادلة 9-7-5 نجد أن عدد أقنية الاتصال الكلي M قد انخفض بشدة نتيجة وجود التداخل. وبما أن التداخل موجود دائما في الخلايا المجاورة فإنه يمكن تقليله باستخدام خطة ضبط قدرة. يجب الأخذ بالحسبان خطة ضبط القدرة لكامل القدرة بعد ضم أقنية الاتصال كلها وتحديد القدرة المسلمة اللازمة للوحدة المتنقلة القريبة والقدرة المخفضة الكلية عند الحدود كما يلي :

الحالة 1 : ايجاد القدرة المسلمة اللازمة للوحدة المتنقلة القريبة :

لنفترض أن القدرة المرسلة من موقع الخلية الى الوحدة المتنقلة j هى P_j وهى متناسبة مع r_j^n :

$$P_j \propto r_j^n \qquad 6\text{-}7\text{-}9$$

حيث r_j المسافة بين موقع الخلية والوحدة المتنقلة j و n هو عدد. بفحص العدد n نجد أن خطة ضبط القدرة عندما تستخدم $n = 2$ في المعادلة 9-7-6 فإنها تؤمن السعة المثالية ومتطلبات اشارة الوصلة الأمامية كى تصل الى الوحدة المتنقلة القريبة على مسافة r_j من موقع الخلية قدرة مخفضة :

$$P_j = P_R\left(\frac{r_j}{R}\right)^2 \qquad 7\text{-}7\text{-}9$$

حيث P_R القدرة المطلوب ايصالها الى الوحدات المتنقلة عند حدود الخلية R . يفترض أن عدد الوحدات المتنقلة M المخدمة بـ M قناة اتصال موزعة بانتظام في الخلية فيكون :

$$p(M_l) = kr_l \qquad 0 \le r_l \le R \qquad 8\text{-}7\text{-}9$$

حيث : $M = \Sigma_{l=1}^{L} M_l$. توجد L مجموعة من الوحدات المتنقلة لكل منها البعد نفسه حول موقع الخلية. و M_l عدد الوحدات المتنقلة في المجموعة رقم l وفقا لمكانها و k ثابت. تشير المعادلة 9-7-8 أنه اذا كان عدد الوحدات المتنقلة القريبة من موقع الخلية أقل فإن عددها يكون أكبر عند الحلقة الخارجية . لنفترض أن المسافة بين موقع الخلية والوحدة المتنقلة المرغوبة هى r_0 ولنفترض أيضا أن r_0 هى مسافة قريبة بين وحدة متنقلة محاذية وموقع الخلية. بمساعدة المعادلتين 9-7-6 و 9-7-7 تكون القدرة المرسلة من موقع الخلية مساوية الى :

$$\begin{aligned} P_t &= \sum^{M_1} P_1 + \sum^{M_2} P_2 + \sum^{M_3} P_3 + \ldots + \sum^{M_L} P_L \\ &= P_r\left[\sum^{kr_1}\left(\frac{r_1}{R}\right)^2 + \sum^{kr_2}\left(\frac{r_2}{R}\right)^2 + \ldots + \sum^{kr_L}\left(\frac{r_L}{R}\right)^2\right] \\ &= P_r\left[kr_1\left(\frac{r_1}{R}\right)^2 + kr_2\left(\frac{r_2}{R}\right)^2 + \ldots + kr_L\left(\frac{r_L}{R}\right)^2\right] \qquad 9\text{-}7\text{-}9 \end{aligned}$$

بما أن r_L هى المسافة بين موقع الخلية وحدودها اذن $r_L = R$ وتصبح المعادلة 9-7-9 كالآتي :

$$P_t = P_R k \int_0^R \frac{r^3}{R^2}\,dr = P_R k \frac{R^2}{4} \qquad 10\text{-}7\text{-}9$$

ويمكن الحصول على عدد الوحدات المتنقلة كما يلي :

$$M = \sum_{l=1}^{L} M_l = k(r_1 + r_2 + \ldots + R) \qquad 11\text{-}7\text{-}9$$

$$= k \int r\,dr = k\frac{R^2}{2}$$

بتعويض المعادلة 9-7-10 في المعادلة 9-7-11 نجد :

$$p_t = P_R k\left[\frac{M}{2k}\right] = P_R \frac{M}{2} \qquad 12\text{-}7\text{-}9$$

اذا طبقت القدرة الكاملة P_R على كل قناة ، عندئذ :

$$P_t = MP_R \qquad 13\text{-}7\text{-}9$$

بمقارنة المعادلتين 9-7-12 و 9-7-13 نجد أن القدرة الكلية اد النصف من أجل خطة ضبط القدرة للمعادلة 9-7-7 . وتكون نسبة الحامل $(C/I)_s$ لوحدة متنقلة على بعد r_0 قريبة من موقع الخلية هي :

$$\left(\frac{C}{I}\right)_{s1} = \frac{P_R(r_0/R)^2 \cdot r_0^{-4}}{P_R(M/2) \cdot r_0^{-4}} = \frac{(r_0/R)^2}{(M/2)} \qquad 14\text{-}7\text{-}9$$

يمكن اهمال التداخل من الخلايا المجاورة في المعادلة 9-7-14 في هذه الحالة.

الحالة 2 : تخفيض القدرة الكلية عند حدود الخلية :

- يمكن الحصول على النسبة $(C/I)_s$ لوحدة متنقلة على بعد R أي عند حدود الخلية بشكل مشابه للمعادلة 9-7-3 :

$$\left(\frac{C}{I}\right)_{s2} = \frac{P_R}{P_R[(M-1)/2 + 2(M/2) + 3(M/2)\cdot(2)^{-4} + 6(M/2)(2.633^{-4})]}$$

$$= \frac{1}{1.656M} \qquad 15\text{-}7\text{-}9$$

يمكن ايجاد قيم M و m من المعادلة 9-7-15 بتطبيق خطة ضبط القدرة :

16-7-9 $\quad M = 18.87$ و $m = 14.19$ من أجل $C/I = 0.032\ (-15\ \text{dB})$

$M = 23.7$ و $m = 28.33$ من أجل $C/I = 0.01792\ (-17\ \text{dB})$

يجب فحص قيمة $(C/I)_s$ المستقبلة بالوحدة المتنقلة على مسافة r_0 والمحسوبة بالمعادلة 9-7-14 وفقا للمعادلة 9-7-15 للتأكد فيما اذا كانت صحيحة :

$$\left(\frac{C}{I}\right)_{s1} = \frac{(r_0/R)^2}{M/2} = \frac{3.3(r_0/R)^2}{3.3(M/2)} \geq \frac{1}{1.656M} \qquad 17\text{-}7\text{-}9$$

لايمكن أن تكون نسبة تخفيض القدرة $(r_0/R)^2$ في المعادلة 9-7-17 أقل من 0.302 للوحدات المتنقلة المتوضعة على مسافات أقل من $r_0 = 0.55R$. اذا وضعنا الحد الأدنى للقدرة مساوياً $0.302P_R$، فإن القدرة الكلية يجب أن تغير الى :

$$\begin{aligned} P_t &= P_R k\left[\frac{r_0^2}{R^2} r_1 + \frac{r_2^3}{R^2} + \frac{r_3^3}{R^2} + \ldots\right] \\ &= P_R k\left[\left(\frac{r_0}{R}\right)^2 \int_0^{r_0} r\,dr + \int_0^R \frac{r^3}{R^2}\,dr\right] \\ &= P_R k\,\frac{R^2}{4}\left[1 + \left(\frac{r_0}{R}\right)^4\right] \end{aligned} \qquad 18\text{-}7\text{-}9$$

من أجل $r_0/R = 0.55$, فإن $(r_0/R)^4 = 0.0913$.

يجب ضبط القدرة المرسلة P_t في المعادلة 9-7-18 الى :

$$P_t = P_R k\left(\frac{R^2}{4}\right) \cdot 1.0913 = P_R(M/2) \cdot 1.0913 \qquad 19\text{-}7\text{-}9$$

تدل المعادلة 9-7-19 الى أنه عند تطبيق أصغر قدرة على قناة الاتصال وهي $0.302P_R$ في موقع الخلية الذي يخدم وحدات متنقلة ضمن مسافة $r_0 = 0.55R$، فإن القدرة الكلية عند موقع الخلية تزداد قليلاً الى 1.0913 مرة بالمقارنة مع المعادلة 9-7-10 تحت شروط ضبط القدرة P_t في المعادلة 9-7-10- تقل القيم الحقيقية لـ M و m :

$$M = \frac{18.87}{1.0913} = 17.3 \quad m = 13 \qquad \text{for } (C/I)_s = 0.032$$

$$M = \frac{33.7}{1.0913} = 30.0 \quad m = 25.96 \qquad \text{for } (C/I)_s = 0.1792 \quad (9.7.20) \qquad 20\text{ }7\text{-}9$$

بمقارنة المعادلة 9-7-20 مع المعادلة 9-7-16 لانجد تغيرا مميزا في قيم M و m عند تطبيق قدرة ارسال مضبطة .

4-7-9 مقارنة بين الحالات المختلفة لتعدد المنافذ بالتقسيم المرمز (الشفري) :

يُبين الجدول 9-1 أداء الحالات الخمس المختلفة .

الحالة 1 : حالة عدم وجود تداخل خلية مجاورة (هذه ليست حالة حقيقية)

الحالة 2 : حالة عدم وجود ضبط قدرة مع وجود تداخل خلية مجاورة .

الحالة 3 : حالة وجود ضبط قدرة $n = 1$ مع وجود تداخل خلية مجاورة .

الحالة 4 : حالة وجود ضبط قدرة $n = 2$ مع وجود تداخل خلية مجاورة .

الحالة 5 : حالة وجود ضبط قدرة $n = 3$ مع وجود تداخل خلية مجاورة .

الحالة 1 في الجدول ليست حالة حقيقية. في الحالة الثانية بدون ضبط قدرة يكون الأداء ضعيفا. استخدمت خطط القدرة في الحالات 3 الى 5 . في هذه الحالات ولكي تؤمن القدرة المرسلة الصغرى في موقع الخلية من أجل خدمة الوحدات المتنقلة ضمن مسافة حتى r_0 فإن القدرة المرسلة الكلية تزداد (كما يدل العنوان "بعد ضبط القدرة المرسلة") .

عند مقارنة عدد الأقنية بالخلية m بين الحالات 3 الى 5 نجد أن عددها في الحالة 4 يزيد بمقدار قناتين على ما في الحالة 3 ويقل مقدار قناة واحدة عما في الحالة 5 . ومع هذا فتطبيق الحالة 5 أصعب من الحالة 4 . يمكن التغاضى عن ربح قناة واحدة في الحالة 5 عن الحالة 4 في الظروف العملية.عندما تستخدم خطط ضبط قدرة $n > 3$ نجد تحسنا اضافيا في السعة الراديوية. يمكننا الاستنتاج أن $n = 2$ في الحالة 4 هي الانتقاء الأفضل .

٣٧٨

8-9 تخفيض نسبة التداخل القريب الى البعيد في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز (الشفري) :

تشترك في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز جميع أقنية الاتصال بقناة راديوية واحدة. لذلك تحجب الاشارة القوية المستقبلة من وحدة متنقلة قريبة الاشارة الضعيفة الآتية من وحدة متنقلة بعيدة عند موقع الخلية. اذا طبقت خطة ضبط قدرة على الوصلة العكسية فإنها ستقلل تداخل الطرف القريب الى الطرف البعيد. وعندها تبقى الاشارات المستقبلة في موقع الخلية من الوحدات المتنقلة ضمن الخلية بالسوية نفسها.

توصف الخطة كما يلي : يجب ضبط القدرة المرسلة من كل وحدة متنقلة على أساس بعدها عن موقع الخلية بالشكل :

$$P_J = P_R\left(\frac{r_J}{R}\right)^4 \qquad 1\text{-}8\text{-}9$$

حيث P_R و r و R أعطيت سابقا وقد طبقت قاعدة الأس الرباعي في المعادلة 9-8-1 . باهمال اشارات التداخل من الخلية المجاورة يمكن الحصول على النسبة *C/I* المستقبلة من وحدة متنقلة J عند موقع الخلية على الشكل :

$$\frac{C}{I} = \frac{P_R(r_J/R)^4(r_J)^{-4}}{\sum_{1}^{M-1} P_R(r_j/R)^4(r_j)^{-4}} = \frac{1}{M-1} \qquad 2\text{-}8\text{-}9$$

يجب أن تكون النسبة C/I المستنتجة من المعادلة 9-8-2 أكبر أو مساوية الى *C/I*

$$\frac{C}{I} \geq \left(\frac{C}{I}\right)_s \qquad 3\text{-}8\text{-}9$$

بتطبيق $(C/I)_s$ في المعادلة 9-8-2 نحصل على :

$(C/I)_s = 0.032\ (-15\ \text{dB})$ من أجل $m = 22.74$ و $M = 30.25$

$(C/I)_s = 0.01792\ (-17\ \text{dB})$ من أجل $m = 4.2$ و $M = 54.5$.

عدد الأقنية M الذي تم الحصول عليه من الوصلة العكسية أكبر بكثير من عددها في الأقنية الأمامية والمبين في الجدول 9-1 . وهذا يدل على انه لزيادة السعة الراديوية يجب زيادة عدد الأقنية على الوصلة الأمامية. ولكن سعة نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز تحدد من الوصلة الأمامية وليس من الوصلة العكسية .

TABLE 9.1 Performance of Different Power Control Schemes

جدول 9-1. أداء الخطط المختلفة لضبط القدرة

الأداء في الحالات المختلفة Performance in Different Cases	Adjacent Cell Interfering تداخل خلية مجاورة No Power Control Case 2 الحالة $N = 0$	Power Control Schemes خطط ضبط القدرة Case 3 الحالة $N = 1$	Case 4 الحالة $N = 2$	Case 5 الحالة $N = 3$	No Adjacent Cell Interference Considered ليس هناك خلية مجاورة أخذ التداخل بالحسبان Case 1 الحالة
مراقبة القدرة حسب البعد عن موقع الخلية Power control due to the distance from the cell site	P_R	$P_R(r_i/R)$	$P_R(r_i/R)^2$	$P_R(r_i/R)^3$	P_R
R_0	N/A	$0.303R$	$0.55R$	$0.7R$	N/A
قبل معايرة Before adjusting the Tx power					
قدرة الارسال الكلية في موقع الخلية Total transmitted power at the cell site	MP_R	$P_R(2\,M/3)$	$P_R(M/2)$	$P_R(2\,M/5)$	MP_R
The $(C/I)_s$ النسبة					
Received at R_0 المستقبلة عند	$\frac{1}{M-1}$	$(r_0/R)/(2\,M/3)$	$(r_0/R)^2/(M/2)$	$(r_0/R)^3/(2\,M/5)$	$\frac{1}{M-1}$
عند حدود الخلية At R (cell boundary)	$\frac{1}{3.3123M-1}$	$\frac{1}{2.2M}$	$\frac{1}{1.656M}$	$\frac{1}{1.32M}$	$\frac{1}{M-1}$

	M at $(C/I)_s = 0.032$	9.736	14.2	18.87	23.67	30.25
	$(C/I)_s = 0.0179$	17.15	25.36	33.7	42.27	54.8
	M at $(C/I)_s = 0.032$	7.32	10.67	14.19	17.8	22.74
	$= 0.0179$	12.9	19	28.33	31.78	41.2
بعد معايرة قدرة الارسال	After adjusting the Tx power					
القدرة الكلية المرسلة في موقع الخلية	Total transmitted power at the cell site		$P_R(2\,M/3) \times 1.0139$	$P_R(M/2) \times 1.09$	$P_R(2\,M/5) \times 1.25$	
النسبة المستقبلة	The $(C/I)_s$ received					
	At $R \leq R_0$ عند		$(r_0/R)/[(2\,M/3) \times 1.0139]$	$(r_0/R)^2/[(M/2) \times 1.09]$	$(r_0/R)^3/[2\,M/5 \times 1.25]$	
	At $R > R_0$ عند		$(r/R)/[(2\,M/3)$	$(r/R)^2/[(M/2)$	$(r/R)^3/[(2\,M/5)$	
	At R عند		$\frac{1}{2.23M}$	$\frac{1}{1.8M}$	$\frac{1}{1.65M}$	
	M at $(C/I)_s = 0.032$ (−15 dB) عند		14.2	17.3	19	
	at $(C/I)_s = 0.010792$ (−17.4 dB) عند		25.36	31	33.8	
	m at $(C/I)_s = -15$ dB عند		10.67	13	14	
	at $(C/I)_s = -17.4$ dB عند		19	23.3	25.4	

9.9 الميزات الطبيعية لنظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز (الشفري) :

توجد حسنات كثيرة لاستخدام نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز في الأنظمة الخلوية.

1 – **دورات نشاط الصوت** : يمكن لنظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز أن يأخذ الشكل الطبيعي لمحادثة الانسان. دورة نشاط صوت الانسان 35٪ وباقي الوقت اما أصغاء أو توقف. في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الترددي يشترك جميع المشتركين بقناة راديوية واحدة. عندما لايتحدث مشتركون مخصصون في قناة يستفيد الآخرون بقلة التداخل في تلك القناة الراديوية. وبهذا تقلل دورة نشاط الصوت التداخل المتبادل بنسبة 65٪ مضاعفة سعة القناة الحقيقية الى ثلاثة أضعاف. إن نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز هو التقنية الوحيدة التي تستفيد من هذه الظاهرة. لهذا ونتيجة لدورة نشاط الصوت فإن السعة الراديوية المبينة في المعادلة 9-7-.2 يمكن أن تكون أعلى بثلاث مرات ، وهذا يعني أن السعة الراديوية حوالي 40، قناة بالخلية من أجل C/I = -15 dB أو E_b/I_0 = 7 dB .

2 – **لاحاجة لمسو** : عندما يكون معدل الارسال أعلى بكثير من 10 ك بت/ثا فإن نظامي تعدد المنافذ بالتقسيم الترددي والزمني يحتاجان الى مسوٍ لتخفيض التداخل بين الرموز الذي يسببه امتداد وقت الانتشار ، بينما يحتاج نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز الى رابوط فقط عند الاستقبال لاستعادة الاشارة المرغوبة من فك نشر اشارة الطيف المنشور. الرابوط أبسط تركيبا من المسوي .

3 – **جهاز راديو واحد بالموقع** : تكون الحاجة الى جهاز راديو واحد في كل موقع أو قطاع فهو يوفر مكانا وأسهل في التركيب.

4 – **لاصعوبة في تبديل القناة** : بما أن كل مشترك يستخدم القناة الراديوية نفسها فالاختلاف فقط في تتابع الشيفرة . لايوجد تبديل قناة من تردد لآخر عندما ينتقل المشترك من خلية لآخرى ، وما يتغير هو تتابع الشيفرة من خلية لآخرى، وهذا يدعى تبديل القناة اللين.

5 – **لازمن حماية في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز** : يتطلب نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الزمني الى زمن حماية بين الشقوق الزمنية. يشغل زمن الحماية فترات زمنية لعدة بتات معينة. كان من الممكن استخدام البتات المهدورة هذه في تحسين نوعية الأداء في نظام التقسيم الزمني . في نظام التقسيم المرمز زمن الحماية هذا غير موجود.

6 – **قطاعات السعة**: في نظامى تعدد المنافذ بالتقسيم الترددي والزمني تقسم كل خلية الى قطاعات كى تقلل التداخل ونتيجة لذلك يقل مردود التوصيل للأقنية المقسمة في كل قطاع. في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز يستخدم تقطيع القطاعات لزيادة السعة وذلك بادخال ثلاثة أجهزة راديو في ثلاثة قطاعات وبهذا يمكن الحصول على ثلاثة أضعاف السعة بالمقارنة مع السعة النظرية لجهاز راديو واحد في الخلية.

7 – **خفوت أقل** : يلاحظ خفوت أقل في اشارة النطاق العريض عندما تنتشر في بيئة راديو متنقل . من المفيد أكثر استخدام إشارة نطاق عريض في مناطق المدن عنه في مناطق الضواحى للأسباب المذكورة في الفقرة 9-3-2 .

8 – **سهولة الانتقال** : في الحالة التي يجب أن يشترك فيها نظامان– تماثلى وتقسيم مرمز– بالطيف المخصص نفسه فإن 10٪ من عرض النطاق (1.25 م هـ) سوف يزيد السعة حتى ضعف (20 × 0.1=) كامل عرض نطاق السعة الراديوية بالتعديل الترددي (سنناقش ذلك فيما بعد). بما أن 5٪ فقط من المستثمرين هم مستثمرون بانشغالية عالية فإنهم يشغلون أكثر من 30٪ من كامل الاتصالات وبامكان ممولي النظام تغيير وحداتهم التماثلية الى وحدات ذات نمط مزدوج (تماثلى/تقسيم مرمز) وتحويل 30٪ من السعة الى نظام التقسيم المرمز في اليوم الأول لعمل النظام .

9 – **الفائدة السعوية** : يعطى 10٪ من الطيف 12.5 م هـ أي 1.25 م هـ لمقارنة سعات خطط تعدد المنافذ الثلاث بالتقسيم الترددي والزمني والمرمز.

B_t = 1.25 م هـ عرض النطاق الكلي

B_{ss} = 1.25 م هـ عرض نطاق القناة الراديوية في نظام التقسيم المرمز (الشيفري)

B_c = 30 ك هـ للتعديل الترددي (أي نظام التقسيم الترددي)

B_c = 30 ك هـ وثلاثة شقوق زمنية لنظام التقسيم الزمني

سعة التعديل الترددي هي :

عدد الأقنية الكلي $= \frac{10^6 \times 1.25}{10^3 \times 30} = 41.67$

نموذج اعادة استخدام الخلية K = 7

السعة الراديوية $m = \frac{41.67}{7} = 6$ أقنية بالخلية

سعة تعدد المنافذ بالتقسيم الزمني هي :

عدد الأقنية الكلي = $\frac{10^2 \times 1.25}{:10^3 \times 10}$ = 125

نموذج اعادة استخدام الخلية K = 4 (مفترضة) :

السعة الراديوية m_{TDMA} = $\frac{125}{4}$ = 31.25 قناة بالخلية

بينما سعة تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز هي :

عددالأقنية الكلية في الخلية m = 13

نموذج اعادة استخدام الخلية $K = 1.33$

السعة الراديوية من المعادلة 9-7-20 من أجل $E_b/I = 7$ dB

مع دورة نشاط الصوت وتقطيع القطاعات

m_{CDMA} = 13 x 3 x 3 = 120 قناة بالخلية

لذلك :
$$m_{CDMA} = 20 \times m_{FM}$$
$$= 4 \times m_{TDMA}$$

10 – لاضرورة لترتيب أو تخصيص التردد : في نظامى التقسيم الترددي والزمـني يعد أمر ترتيب الترددات مهمة دقيقة دائما. وبما أنه توجد قناة راديوية واحدة عامة فقـط في نظام التقسيم المرمز فلا حاجة لترتيب الـترددات . وكذلـك لتقليل التداخل في الوقت الحقيقى يجب تطبيق التخصيص الترددي المرن (الديناميكى) في نظامى التقسيم الـترددي والزمني. وهذا يتطلب مضخم قدره خطيا عريض النطاق من الصعب تحقيقه. لايحتاج نظام التقسيم المرمز الى تخصيص ترددي مرن.

11 – السعة اللينة : في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز تشـترك جميع أقنية الاتصال بقناة راديوية واحدة. يمكن اضافة مشـترك آخر بحيث تـتردى نوعية الصوت بشكل طفيف للغاية بالمقارنة مع خلية الـ 40 قناة الطبيعية.ويكون الفرق بالديسيبل هو فقط 10 لغ (41/40) = 0.24 ديسيبل انخفاض في النسبة C/I .

12 – التواجد المشترك : يمكن أن يعمل كلا النظامين التماثلى والتقسيم المرمز في طيفين مختلفين. يحتاج التقسيم المرمز الى 10٪ فقط من عرض النطاق ليولد سعة 200٪ وبذلك لايوجد تداخل بين النظامين .

13 – من أجل الخلايا الصغرية والأنظمة داخل الأبنية . نظام تعـدد المنـافذ بالتقسيـم المرمز هو شكل موجة طبيعي ملائـم للخلايـا الصغريـة ولداخـل الأبنيـة لأنـه حسـاس للضجيج والتداخل .

هذا ملخص لنظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز يضيء الجهود لزيادة السعة في الاتصالات الخلوية المستقبلة. المنشورتان (11–12) حللتا نظام تعدد المنافذ بالتقسيـم المرمـز بعمـق ، أما المراجع الآخرى المهمة حوله فيمكن ايجادها في المراجع 13–21 .

أخذت مادة هذا الفصل بشكل رئيس من المرجعين 20–21 .

المراجع

REFERENCES

1. Lee, W. C. Y., *Mobile Cellular Telecommunications Systems* (McGraw-Hill, 1989): ch. 4.
2. Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Engineering* (McGraw-Hill, 1982): 340–399.
3. Proakis, John G., "Adaptive Equalization for a TDMA Digital Mobile Radio," *IEEE Trans. Veh. Tech.*: 333–341.
4. Crozier, S. N., D. D. Falconer, and S. Mahmond, "Short-Block Equalization Techniques Employing Channel Estimation for Fading Time-Dispersive Channels," *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference* (San Francisco, CA, 1989): 142–146.
5. Monsen, P., "Theoretical and Measured Performance of a DEF Modem on a Fading Multipath Channel," *IEEE Trans. Commun.* COM-25, (Oct. 1977): 1144–1153.
6. Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Engineering* (McGraw-Hill, 1982): 163.
7. Schwartz, M., W. R. Bennett, and S. Stein, *Communications Systems and Techniques* (McGraw-Hill, 1966): 561.
8. Sklar, B., *Digital Communications, Fundamentals and Applications* (Prentice Hall, 1988): 546.
9. Lee, W. C. Y., "Spectrum Efficiency in Cellular," *IEEE Trans. on Veh. Tech.* 38 (May 1989): 69–75.
10. PacTel Cellular & Qualcomm, *CDMA Cellular—The Next Generation* (Pamphlet distributed at CDMA demonstration, Qualcomm, San Diego, CA, Oct. 20–Nov. 7, 1989).
11. Gilhousen, K. S., I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, and C. E. Wheatley, "On the Capacity of a Cellular CDMA System," *IEEE Trans. Veh. Tech.*: Vol. 40 May, 1991: 303–312.
12. Pickholtz, R. L., L. B. Milstein, and D. L. Schilling, "Spread Spectrum for Mobile Communications," *IEEE Trans. Veh. Tech.* Vol. 40, May 1991: 313–322.

13. Viterbi, A. J., "When Not to Spread Spectrum—A Sequel," *IEEE Commun.* 23 (Apr. 1985): 12–17.
14. Milstein, L. B., R. L. Pickholtz, and D. L. Schilling, "Optimization of the Processing Gain of an FSK-FH System," *IEEE Trans. Commun.* COM-28 (July 1980): 1062–1079.
15. Huth, G. K., "Optimization of Coded Spread Spectrum System Performance," *IEEE Trans. Commun.* COM-25 (Aug. 1977): 763–770.
16. Simon, M. K., J. K. Omira, R. A. Scholtz, and B. K. Levin, *Spread Spectrum Communications,* vol. 2 (Rockville, MD: Computer Science Press, 1985).
17. Pickholtz, R. L., D. L. Schilling, and L. B. Milstein, "Theory of Spread-Spectrum Communications—A Tutorial," *IEEE Trans. Commun.* COM-30 (May 1982): 855–884.
18. Scholtz, R. A., "The origins of Spread Spectrum Communications," *IEEE Trans. Commun.* COM-30 (May 1982): 882–854.
19. Viterbi, A. J., "Spread Spectrum Communications—Myths and Realities," *IEEE Commun.* (May 1979): 11–18.
20. Lee, W. C. Y., "Radio Access Technology—CDMA/Spread Spectrum," seminar notes used for the one-day seminar of IEEE San Francisco Section/Pacific Bell at San Ramon, Ca. on Jan 23, 1990, and the seminar of IEEE New Jersey Section/ Rutgers Univ. WINLAB at Piscataway, N.J. on April 25, 1990.
21. Lee, W. C. Y., "Overview of Cellular CDMA" IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 40, May 1991, pp 291–302.

10 – أنظمة الخلايا الصغرية

1-10 تصميم نظام خلوي تقليدي

2-10 وصف لتصميم نظام خلوي صغري جديد

3-10 تحليل السعة ونوعية الصوت

4-10 خفض عدد التبديلات

5-10 سعة النظام

6-10 مزايا الخلايا الصغرية

1-10 تصميم نظام خلوي تقليدي :

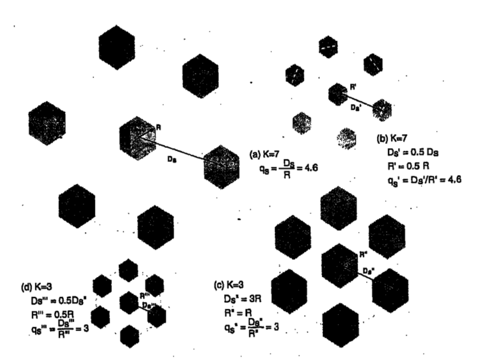
إن النظام الخلوي ذا الخدمة المتطورة للهاتف المتنقل (AMPS) والذي يعمل على 850 م هـ كما هو مستخدم في امريكا الشمالية هو نظام ذو سعة عالية . وقد بُني استخدامه للطيف على مفهوم اعادة استخدام التردد حيث يمكن اعادة استخدام التردد تكراراً في أماكن جغرافية مختلفة . تدعى الأماكن المختلفة التي تستخدم الترددات نفسها بالخلايا ذات القناة الواحدة وقد سبق وصفها في الفصل 5-5 . يبنى الفاصل الأصغري (D_s) المطلوب بين أقرب خليتين ذات قناة واحدة على توصيف تداخل القناة الواحدة المسموح به الذي يقاس بنسبة الحامل الى التداخل $(C/I)_s$ المطلوبة. ونسبة الحامل الى التداخل هي أيضاً تابعة لنوعية الصوت الدنيا المقبولة في النظام.

إن نسبة الحامل الى التداخل $(C/I)_s$ في نظام الخدمة المتطورة للهاتف المتنقل (AMPS) تساوي نحو 18 ديسيبل (وهي السوية التي يقوّم عندها 75٪ من المستثمرين النظام بتقدير "جيد" أو "ممتاز") ويكون الفاصل الأصغري المطلوب والمعتمد على نسبة $(C/I)_s = 18$ dB حوالي 4.6 R حيث R نصف قطر الخلية. يكون عدد الخلايا K في نموذج اعادة استخدام الخلية في نظام خلوي تابعاً لمسافة القناة الواحدة D_s . من أجل $D_s = 4.6$ R تكون $K = 7$. وهذا يعني أن منطقة ذات سبع خلايا يمكنها أن تشترك بكامل الطيف المخصص. يوجد في كل من النطاقين المخصصين للنظام الخلوي 395 قناة صوتية ويمكن أن يكون لكل خلية 57 قناة كمعدل عام. وصفت التفاصيل في الفصل 5-6 .

بحلول عام 1991 بدأت الأنظمة الخلوية التقليدية المستخدمة في الأسواق الكبيرة منذ عام 1984 بالوصول الى سعتها . لزيادة سعة النظام يمكن أخذ الحلول الثلاثة المعتمدة على معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة q_s المعرف بما يلي :

$$q_s = \frac{D_s}{R} = \sqrt{3K} \qquad \text{1-1-10}$$

حيث D_s المسافة الصغرى المطلوبة بين أي خليتين ذات أقنية واحدة في النظام الخلوي (انظر الشكل 10-1 -أ) والموافقة للنسبة المطلوبة الحامل/التداخل C/I المستقبلة عند كل من موقع الخلية والوحدة المتنقلة فيها، R نصف قطر الخلية ، K عدد الخلايا في نموذج اعادة استخدام الخلية . وتدعى K أيضاً بعامل اعادة استخدام الخلية. يعد الحلان الأولان لزيادة السعة حلين تقليديين أما الحل الثالث فهو حل جديد. اشتقت المعادلة : 10-1-1- من توضع خلية سداسية مثالية وهو مايستخدم عادة. يمكن عرض الحلول الثلاثة لزيادة السعة على الشكل التالي :



الشكل 10-1 أربعة أشكال من معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة

1- **شطر الخلايا** : يمكن زيادة السعة بتقليل R وحفظ قيمة q_s بدون تغيير كما في المعادلة 10-1-1 (انظر الشكل 10-1ب) أي باعادة تدريج (مقياس) النظام. عندما تكون R أقل من واحد ميل أو واحد كيلومتر تدعى الخلية عادة الخلية الصغرية. في عملية التقريب من الدرجة الأولى كل مرة تخفض فيها R الى النصف تزداد السعة أربع مرات. إن قياس السعة في هذا الحل هو عدد الأقنية بالكيلومتر المربع الواحد. يودي حل شطر الخلية الى زيادة السعة الراديوية. إن شطر الخلايا مستقل عن تدريج (قياس) النظام أي أن قيمة q_s تبقى دون تغيير. يمكن استخدام هذا الحل في أي نظام تماثلي أو رقمي. تعتمد الخلية الصغرية التقليدية هذا الحل .

2- **تقليل عامل اعادة استخدام الخلية(يدعى أيضاً تخفيض النسبة D/R المطلوبة)** : يمكن زيادة السعة بطرائق يمكن بواسطتها تخفيض قيمة D أي صياغة تشكيل جديد مع بقاء R دون تغيير في المعادلة 10-1-1 (انظر الشكل 10-1-جـ). نتيجة لذلك تقل قيمة q_s وكذلك عامل اعادة استخدام الخلية K كما هو واضح من المعادلة 10-1-1 غير أن قيمة D_s هي تابع للنسبة $(C/I)_s$ المطلوبة. مثال ذلك إذا استطاع نظام خلوي جديد بلوغ عامل اعادة استخدام تردد K=3 فإن سعة النظام الجديد يمكن الحصول عليها بالمقارنة مع سعة نظام AMPS فيه K=7 . بما أن قيمة K قد أنقصت من

سبعة الى ثلاثة فإن السعة تزداد بمقدار 7/3 = 2.33 مرة. إن قياس السعة الراديوية في هـذا الحل هو عدد الأقنية بالخلية :

$$m = \frac{\text{مجموع القنوات الصوتية}}{K} \qquad 2\text{-}1\text{-}10$$

إن حل تقليل اعادة استخدام الخلية سيزيد السعة الراديوية m كمـا هـو واضـح من المعادلة 10-1-2 .

استخدمت في الماضى عملية التجـزيء لتخفيـض قيمـة K في النظـام التمـاثلي عندما يزداد تداخل القناة الواحدة في خلية فيجب استخدام تشكيل الخلية إما من ثلاثـة قطاعات أو من ستة قطاعات كي لايتوسع فاصل خلية القنـاة الواحـدة المطلـوب q_s. بكلمات آخرى ، يظهر أن التجزيء عند تداخل معين يمكـن أن يخفـض القيمـة D_s . مع هذا إذا تفحصنا عملية التجزيء نجد أن طريقة تخصيص مجموعة من الأقنية الترددية لكل قطاع هى طريقة التخصيص نفسها للخليـة. تحـدث تبديـلات الأقنيـة عنـد مـرور العربة بين القطاعات بالطريقة نفسها عند مرورها بين الخلايـا. لهـذا إذا كـانت K=7 في نظام بثلاثة قطاعات فإن عدد الأقنية بالقطاع (بافتراض أن عدد الأقنية الكلي 395 قناة) هو :

7 × 3 / 395 = 19 قناة بالقطاع

وإذا كانت K=4 في خلية بستة قطاعات فإن عدد الأقنية بالقطاع هو :

4 × 6 / 395 = 16 قناة بالقطاع

نرى من هاتين القيمتين أنه لايوجد فارق كبير بالسعة الراديوية بين التشـكيلين الخلويين. يمكن الحصول على سعة اضافية باستخدام حل شطر الخلية بحيث يقـل حجـم كل قطاع. إن مشكلة التجزيء هـى انخفـاض كفـاءة الاتصـال للأقنيـة المسـتخدمة. إن استخدام الخلية بنفس عدد الأقنية في خلية موحدة أعلى بكثير منه في خليـة مجزأة. لهـذا لايعد التجزيء طريقة فعالة لتخفيض q_s .

3 – حل تخفيض النسبة D/R المطلوبة بخليـة صغريـة جديـدة : يُـري الشـكل 10-1 -د مخطط نظام خلية صغرية جديدة. في هذه الحالة لايقل نصف قطر الخليـة فقـط بـل يقـل أيضا معامل تخفيض تداخل القنـاة الواحـدة. اضافـة لذلـك لايوجـد تخفيـض في كفـاءة الاتصال فهو نظام K=3 حقيقى. تشمل ميزات هذا النظام كلا من تخفيض تداخل القناة الواحدة وقصر تداخل القناة الواحدة بالنسبة للاشارة على مسافة صغيرة، سيناقش ذلك بالتفصيل في الفصل القادم.

2-10 وصف لتصميم نظام خلوي صغري جديد :

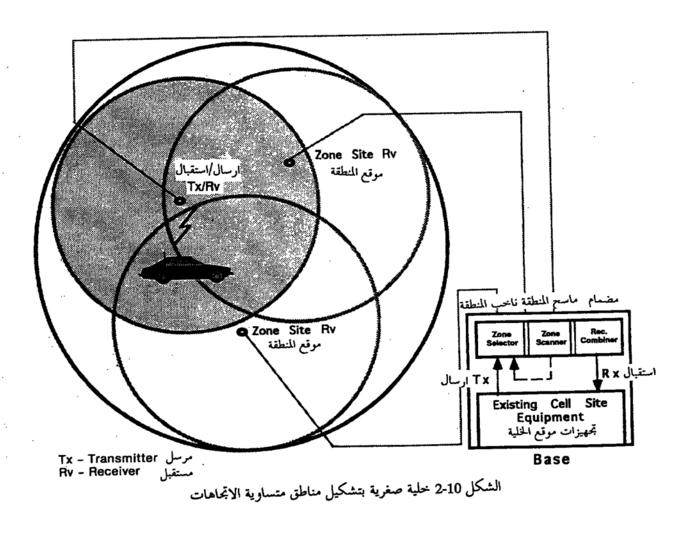
تتألف الخلية الصغرية الجديدة عادة من ثلاث مناطق كما هو مبين في الشكلين 2-10 و 3-10 (يمكن انشاء أكثر من ثلاث مناطق عند الحاجة). لكل منطقة موقع منطقة وأحد المواقع الثلاثة ينطبق عادة على موقع القاعدة. تركب جميع أجهزة الارسال والاستقبال الراديوية التي تخدم الخلية الصغرية في موقع القاعدة. عملياً يشارك موقع المنطقة بالتجهيزات الراديوية نفسها المركبة في موقع القاعدة. لخدمة عربة من موقع منطقة يمكن أن تبدل الاشارة الخلوية من 800 م هـ الى اشارة ميكروية أو ضوئية في محطة القاعدة ثم تبدل ثانية الى اشارة 800 م هـ في موقع المنطقة لتخدم العربة فيها وكأن العربة قد توضعت في القاعدة . وبالعكس بعد التضخيم بمضخم منخفض الضجيج في موقع المنطقة تبدل الاشارة الخلوية المستقبلة الى اشارة ميكروية أوضوئية ثم تبدل الى 800 م هـ عند القاعدة. في هذه الحالة يتطلب موقع المنطقة فقط مبدل تردد الى الأعلى والأسفل ومضخم قدرة و مضخماً أولياً منخفض الضجيج عريض النطاق و هي سهلة التركيب بسبب صغر حجم وقلة وزن أجهزة موقع المنطقة.

1-2-10 الاشارة الآتية من الوحدة المتنقلة :

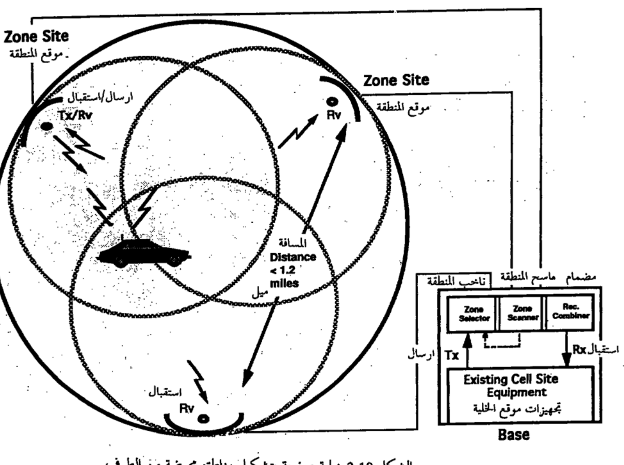
ترسل الوحدة المتنقلة المتحركة في الخلية الصغرية اشارة ، يستقبل موقع المنطقة هذه الاشارة ويمررها خلال مبدّل تردد علوي/سفلي ، تبدل الاشارة الى الأعلى وترسل خلال وسط ميكروي أو ضوئي ثم تبدل الى الأسفل في موقع القاعدة. وبهذا تستقبل اشارات الوحدات المتنقلة من جميع المناطق وترسل ثانية الى موقع القاعدة. يستخدم ناخب المنطقة الموجود في موقع القاعدة لانتقاء المنطقة الملائمة لخدمة الوحدة المتنقلة وذلك بانتقاء المنطقة ذات شدة الاشارة الأقوى. ثم يسلّم موقع القاعدة الاشارة الخلوية الى موقع المنطقة خلال عملية التبديل العلوية.

10–2–2 الاشارة الآتية من موقع القاعدة :

يستقبل موقع المنطقة الملائم الاشارة الخلوية من موقع القاعدة خلال عملية تبديل سفلية ويرسلها الى الوحدة المتنقلة بعد التضخيم. لهذا وبالرغم من أن مستقبلات المناطق الثلاثة كلها عاملة إلا أن مرسل منطقة واحدة فقط يعمل على ذلك التردد الخاص لخدمة تلك الوحدة المتنقلة الخاصة. عند تحرك الوحدة المتنقلة من منطقة الى أخرى يبقى تردد القناة المخصصة بدون تغيير. يقوم ناخب المنطقة في موقع القاعدة بتحويل الاشارة المرسلة (من القاعدة الى الوحدة المتنقلة) من منطقة الى أخرى طبقا لتوضع الوحدة المتنقلة. تستخدم منطقة ارسال قاعدة عاملة واحدة فقط في وقت

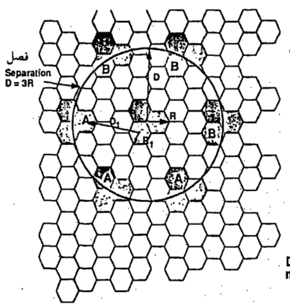


الشكل 10-2 خلية صغرية بتشكيل مناطق متساوية الاتجاهات



الشكل 3-10 خلية صغرية بتشكيل مناطق محرضة من الطرف

واحد(تردد مخصص) لخدمة عربة في خلية. نتيجة لهذا ليست هناك حاجة لتبديل الأقنية عند دخول الوحدة المتنقلة الى منطقة عاملة جديدة. يمكن للخلية الصغرية أن تتحمل 60 ترددا مخصصا لـ 60 عربة. في المتوسط تعطى كل منطقة 20 مكالمة متنقلة مترافقة مع 20 ترددا في الوقت نفسه.



الشكل 10-4 تطبيق نظام الخلية الصغرية

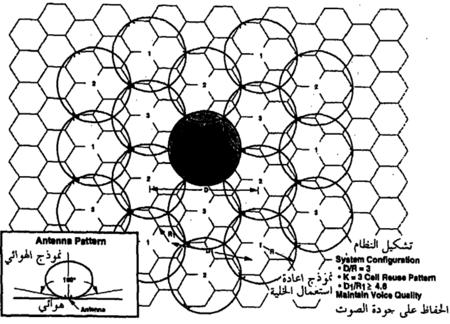
10-3 تحليل السعة ونوعية الصوت :

يمكن تنفيذ نظام الخلية الصغرية الجديد بثلاث طرائق: نـاخب منطقة متساوية الاتجاهات ، ناخب منطقة محرضة من الطرف ، منطقة محرضة من الطرف بدون انتقاء.

10-3-1 حل ناخب المنطقة متساوية الاتجاهات :

يمكن توضع موقع المنطقة عند مركز كل منطقة كما هو مبّين في الشكل 10-2 . تحرّض القدرة المرسلة من كل موقع مركزيا. يمكن حساب النسبة C/I من النظام الجديد المبين في الشكل 10-4 .

لبرهنة أن السعة قد ازدادت ونوعية الصوت قد تحسنت في نظام الخلية الصغرية الجديد المبيّن في الشكل 10-1-د نحسب معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة q_{s1} الذي يعد العنصر الرئيس في تصميم النظام الخلوي. تستخدم q_s في أنظمة الخلية الصغرية التقليدية لقياس كل من نوعية الصوت والسعة لتعلّق الواحدة بالآخرى. في نظام الخلية الصغرية هذا يجب الأخذ بالحسبان معاملين لتخفيض تداخل القناة الواحدة لأن كل من نوعية الصوت والسعة يقاس بشكل مختلف. يُستخدم معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة الأول q_{s1}، لقياس نوعية الصوت ويُستخدم الآخر q_{s2} لقياس السعة الراديوية. يبيّن الشكل 10-5 نظام الخلية الصغرية.



الشكل 10-5 نظام خلية صغرية ذات K=3

معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة بين منطقتي ارسال قاعدة عاملتين على قناة واحدة CIRF :

لمعامل تخفيض تداخل القناة هذا قيمة جديدة q_{s1} تُعرّف بأنها $q_{s1} = D_1/R_1$ حيث D_1 المسافة بين احدى المناطق الحية في الخلية الصغرية والمنطقة الحية المقابلة لها في الخلية الصغرية الآخرى كما هو مبين في الشكل 10-4 ، R_1 نصف قطر كل منطقة. تستخدم التغطية الحقيقية لكل منطقة لتقدير التداخل ، ولهذا يستخدم نصف قطر مساحة التغطية الحقيقية R_1 ليلائم مساحة المنطقة.

توجد قيم كثيرة لـ q_{s1} حسب منطقتي القناة الواحدة العاملتين المأخوذتين بالحسبان، من بينها حالة المنطقتين الأقرب من بعضهما وهي الأسوأ لقياس q_{s1} . نعلم أنه في نظام AMPS تكون النسبة C/I 18 ديسيبل وهذا يؤدي الى أن q_s يجب أن تكون 4.6 لكي تبقى نوعية الصوت مقبولة عند استخدام أجهزة راديو تماثلية بتعديل ترددي 30 ك هـ . دلت المحاولات الأولية في نظام AMPS أن $q_{s1} = 4.6$ كافية للخلايا ذات الاتجاهات المتساوية.

عندما يكون ارتفاع هوائي موقع الخلية بحدود 100-150 قدم و الأرض غير مسطحة فإن تداخل القناة الواحدة المستقبل على الوصلة العكسية (وحدة متنقلة إلى القاعدة) أكبر مما هو متوقع ، ولهذا أدخلت هيكلية التجزيء للخلايا الرئيسة . في نظام الخلية الصغرية يكون ارتفاع الهوائي دائماً أقل من 100 قدم وعادة من 40 - 50 قدم وتكون الأرض عادة حول الهوائي مسطحة في مساحة صغيرة . .بمثل هذه الظروف يقل تداخل القناة الواحدة على الوصلة العكسية ويصبح ترتيب التجزيء غير ضروري في تشكيلات الأنظمة K=7 وقد أيدت المعطيات المقيسة ذلك . .بما ان أجهزة الراديو المستخدمة في نظام الخلية الصغرية هي نفسها فإن q_{s1} يجب أن تكون نفسها على الأقل وتساوي 4.6 كي تعيد التشكيل K=7 .

يرى من التركيب أن q_{s1} لأقرب منطقتين عاملتين بقناة واحدة في خليتيهما الموافقتين هي 4.6 كما هو مبين في الشكل 10-4 . في نظام الخلية الصغرية هذا تكون q_{s1} عادة بين أي منطقتين عاملتين في خليتيهما الصغريتين الموافقتين ذات القناة الواحدة دائماً تساوي أو أكبر من 4.6 . كما هو مبين في الشكل 10-4 . لقد بُرهن على أن نوعية الصوت في نظام الخلية الصغرية المبني على أساس 4.6 هي مساوية أو أفضل من نوعية الصوت في نظام AMPS . تستخدم q_{s1} لقياس نوعية الصوت في نظام الخلية الصغرية الجديد فقط .

معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة بين خليتين متجاورتين بقناة واحدة

في نظام الخلية الصغرية يعرف معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة $q_{s2} = D/R$ حيث D المسافة بين الخليتين الصغريتين المتجاورتين بقناة واحدة و R نصف قطر الخلية الصغرية (أنظر الشكل 10-4) . في هذة الحالة $q_{s2} = D/R = 3$ مكافئة الى K=3 المبينة في المعادلة 10-1-10 . وضحت المناطق الثلاث بالخلية الصغرية ونظام K=3 في الشكل 10-5 وبهذا تغطى كامل الخلية الصغرية. بما أن k خفضت من 7 في نظام AMPS الى 3 فإن سعة نظام الخلية الصغرية قد ازدادت بمقدار 2.33 = 7/3 مرة كما هو مبين في المعادلة 10-1-2 ولهذا تستخدم q_{s2} لقياس السعة . يوضح الشكل 10-5 تخصيص التردد في نظام فيه K=3. يمكن تقسيم كامل الأقنية المخصصة الـ 395 إلى ثلاث مجموعات .

تتألف المجموعة الأولى من الأقنية 10,7,4,1, الخ . وتتالف المجموعة الثانية من الأقنية 11,8,5,2 الخ والمجموعة الثالثة من الأقنية 12,9,6,3, الخ . وكما يبين الشكل تخصص كل مجموعة لخلية وفقاً لرقم الخلية .

تحسين نسبة الحامل إلى التداخل : في نظام AMPS على $q_s = D_s/R = 4.6$ أن تحقق مطلبين: أن تبعد خلايا القناة الواحدة مسافة تساوي 4.6R عن خلية الخدمة ، وأن تكون قيمة $q_s = 4.6$ مبنية على أساس $C/I = 18dB$ حيث يستقبل التداخل من ست خلايا ذات قناة واحدة عند الصف الأول (أنظر الشكل 10-1أ) . تؤمن النسبة $\frac{C}{I} = 18dB$ عند مرحلة التردد العالي الموسطة على مدى خفوت رايلي اشارة جيدة بل ممتازة للمستثمر في نظام تماثلي.

في نظام خلية صغرية يكون الفاصل D_1 بين أقرب منطقتين بقناة واحدة في منطقتين عاملتين في خليتين صغريتين موافقتين مساوياً $4.6\ R_1$. كما هو مبين في الشكل 10-4 ، وتفصل جميع مناطق القناة الواحدة الآخرى في خلاياها الصغرية بأكثر من 4.6R . في ظروف الحالة الأسوأ يمكن انتقاء منطقة عاملة في مركز الخلية ومناطق افرادية ذات القناة الواحدة في ست خلايا صغرية موافقة ثم تحسب النسبة C/I المستقبلة عند منطقة مركز الخلية في نظام الخلية الصغرية على الشكل التالي (انظر الشكل 10-4):

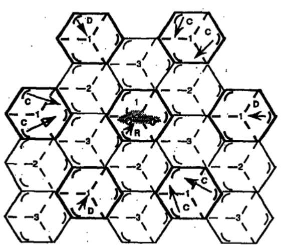
$$\frac{C}{I} = \frac{R_1^{-4}}{\sum_{i=1}^{6} D_1^{-4}} = \frac{R_1^{-4}}{3(4.6R_1)^{-4} \cdot 3(5.75R_1)^{-4}}$$

$$= 105 \quad (=20\ dB) \qquad 1\text{-}3\text{-}10$$

تدل المعادلة 10-3-1 أن النسبة C/I وفقاً للحالة الأسوأ في نظام الخلية الصغرية هي أفضل بمقدار 2 ديسيبل من نظام AMPS . في الحالة الأسوأ للمعادلة 10-3-1 حيث تقع جميع مناطق القناة الواحدة في المنطقة A أو B يمكن أن تكون النسبة C/I أفضل إذا وقعت مناطق القناة الواحدة في مناطق أخرى غيرA أو B . لذلك تكون النسبة C/I عادة أكبر من 20 ديسيبل ، فالنسبة $C/I \geq 20\ dB$ على الأقل أفضل بمقدار 2 ديسيبل من النسبة $(C/I)_s$ المطلوبة في نظام AMPS . وهذا يبرهن على أن نوعية الصوت في نظام الخلية الصغرية دائماً أفضل منه في نظام AMPS . ملاحظة واحدة فقط هي أن الحسابات هذه قد بنيت على أساس تغطية الاشارة لكل منطقة بغض النظر عن نوع الهوائي وذلك لأن شكل التغطية يأخذ في الحسبان نمط اشعاع الهوائي.

2-3-10 حل ناخب المنطقة محرضة الطرف :

تتحرك جميع مواقع المناطق في حل ناخب المنطقة محرضة الطرف من المركـز الى أطراف المناطق على محيط حدود الخلية (انظر الشكل 10-3) . يبنى حسـاب النسبة C/I في حل المنطقة محرضة الطرف على أسـاس التشكيل K=3 المبـين في الشـكل 10-6. أمـا الخلية المركزية فهي خلية الخدمة.



الشكل 10-6 تشكيل خلايا ناخب المنطقة محرضة الطرف

تـخـدّم مكالـمـة الوحـدة المتنقلـة بوسـاطة احـدى المناطـق المنتقـاة ويعـد مركز الخلية البقعة الضعيفة لاستقبال الاشارة من موقع المنطقة. توجد ست خلايا تداخل حول خلية الخدمة. من بين خلايا التداخل الست يمكن أن توجد ثلاث خلايا لها موقعى منطقـة في كل منها للتداخل مع المكالمة المتنقلة في الخليـة المركزيـة. والخلايـا الثـلاث الآخـرى لهـا موقع منطقة واحد فقط في كل خلية ليتداخل مع المكالمـة المتنقلـة. بمـا أن موقـع منطقـة واحداً فقط يعمل في خلية في وقت ما على أي تردد فإن احتمـال التداخـل مـع المكالمة من كل موقع منطقة تداخل هو الثلث. يمكن الحصول على المسافة بين كل موقع منطقة تداخل والعربة من الشكل 10-6 . لكل من خلايا التداخل الثلاث منطقـتـان مـن نـو ع C (جـ) يمكنها التداخل مع المكالمة المتنقلة. ومع هـذا فـإن احتمـال حـدوث ذلـك هـو الثلثان. إن لكل من خلايا التداخل الثلاث الباقية منطقة واحدة من نو ع D (د) يمكنهـا أن تتداخل مع المكالمة المتنقلة باحتمال ثلث واحد. يمكن الحصول على النسبة C/I عند العربة من خلايا القناة الواحدة الست (مؤشر عليها برقم 1) كما يلي :

$$\frac{C}{I} = \frac{R^{-4}}{3[{}^2/_3(3.6R)^{-4}]_{\text{C zones}} + 3[{}^1/_3(4R)^{-4}]_{\text{D zones}}} = 63 \quad (=18\ \text{dB}) \qquad 3\text{-}3\text{-}10$$

في حل المنطقة محرضة الطرف تبقى النسبة C/I محافظة على القيمة 18 ديسيبل وهى السوية المقبولة لنوعية الصوت. يؤكد التشكيل K=3 المبين في الشكل 10-6 زيادة السعة الراديوية. لايزال حل المنطقة متساوية الاتجاهات يؤمن أحسن نوعية للصوت.

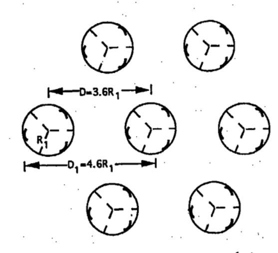
10-3-3 حل المنطقة المحرضة من الطرف بدون انتقاء :

تستدعى الحالات التي يجب أن تعمل فيها جميع المناطق تشكيل منطقة محرضة الطرف بدون انتقاء ، وفي هذا التشكيل تعامل جميع الخلايا كخلايا متساوية الاتجاهات لأن جميع مواقع المناطق ترسل باستمرار. في النظام التماثلي تتطلب الخلايا النظامية متساوية الاتجاهات والمحرضة مركزياً معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة q مكافئاً الى D/R=4.6 كما ذكر سابقاً.

في خلايا المناطق محرضة الطرف يجب أن تكون النسبة $D_1/R_1=4.6$ للحفاظ على نوعية الصوت. نذكر ثانية أن المسافة D_1 هي فاصل منطقة القناة الواحدة و R_1 هي المسافة من مرسل المنطقة الى حدود المنطقة وتساوي نصف قطر الخلية. المعامل الجديد $q\ (=D_1/R_1)$ هو 3.6 كما هو مبين في الشكل 10-7 ويصبح معامل اعادة استخدام التردد K كما يلي :

$$K = \frac{(q)^2}{3} = \frac{(3.6)^2}{3} = 4.32 \approx 4 \qquad (10\text{-}3\text{-}4)$$

تُبرهن هذه النتيجة أن حل المنطقة محرضة الطرف يمكن أن يزيد السعة الراديوية بمقدار 7/4 = 1.75 مرة.



الشكل 10-7 تشكيل خلايا مناطق غير انتقائية

4-3-10 خلاصة :

يمكن زيادة السعة الراديوية بمقدار 2.33 مرة إذا استخدم حل ناخب المنطقة إما بتشكيل مناطق متساوية الاتجاهات أو مناطق محرضة الطرف. يمكن زيادة السعة الراديوية بمقدار 1.75 مرة إذا استخدم حل المنطقة غير الانتقائية. تصل كفاءة استخدام تشكيل الخلية الصغرية هذا الى قيمة عظمى لأن K=3 هو أصغر رقم في أنظمة اعادة استخدام التردد. يمكن زيادة السعة الراديوية بمقدار 1.75 مرة للنظام التماثلي ذي تشكيل المناطق غير الانتقائية. يمكن استخدام تشكيل المناطق غير الانتقائية لانقاص التداخل أكثر في أنظمة الخلايا الصغرية وتعدد المنافذ بالتقسيم المرمز.

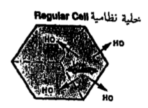
4-10 خفض عدد التبديلات :

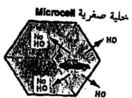
التبديل يعني فنياً أن نغير التردد لتردد آخر ونسلمه للعربة بينما تدخل في خلية جديدة أو قطاع جديد. ليست هناك حاجة ضمن كل خلية صغرية لاجراء التبديل من منطقة لأخرى ، تسلم وصلات منطقة لمنطقة عن طريق ناخب المنطقة. تتبع المنطقة العاملة الوحدة المتنقلة أثناء تحركها من منطقة لأخرى. يبقى تردد القناة المخصص للوحدة المتنقلة بدون تغيير.

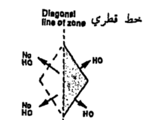
سنقدّر في هذا الفصل كم من التبديلات يمكن أن تحذف بالنسبة لمخطط خلية صغرية تستخدم ثلاث مناطق. في الخلية النظامية توجد ثلاثة قطاعات. يمكن للعربة أن تتحرك في أي من الاتجاهات الثلاثة المبينة في الشكل 10-8 . عندما تتحرك العربة خلال القطاعين الآخرين تحتاج الى عملية التبديل. يحدث التبديل عندما تدخل العربة أو تتحرك خارجة من خلية. عندما تتحرك العربة الى أي من المنطقتين الأخريين في الخلية الصغرية لاتحتاج الى عملية التبديل. تحدث عملية التبديل فقط عندما تتحرك العربة داخلة الى الخلية أو خارجة منها. بما أن شكل المنطقة قد بني على أساس خلية سداسية فإن المنطقة تأخذ شكل الماسة. يلاحظ بالتناظر بالنسبة لخط القطر أن التحرك عن يسار خط القطر لايحتاج الى عملية التبديل وعن يمينه يحتاج الى عملية التبديل. وبالتالي يمكن أن نقدر أن نصف عدد التبذيلات المطلوبة في تشكيلة خلية نظامية سوف تحدث في تشكيلة خلية صغرية. إن تخفيض عدد التبديلات هذا في نظام الخلية الصغرية له تأثير كبير على سعة النظام.

5-10 سعة النظام :

في أي تصميم خلوي تختلف السعة الكلية من نظام لآخر. يمكن أن تتحكم في



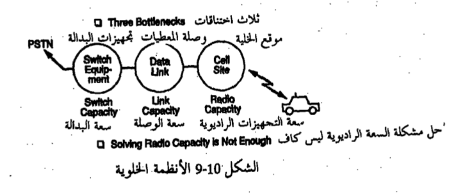




الشكل 10-8 تخفيض عدد التبديلات في نظام الخلية الصغرية

سعة النظام ثلاثة عناصر : تحديد السعة الراديوية وسعة وصلة التحكم وسعة التوصيل (انظر الشكل 10-9).

السعة الراديوية هي العنصر الأكثر ذكراً في المراجع. غالباً مانغفل سعة وصلة التحكم وسعة التوصيل في قياسات سعة النظام. تقيس سعة وصلة التحكم سعة ارسال المعطيات على الوصلة بين موقع الخلية وأجهزة التبديل. إذا كان عدد وصلات الأمواج الميكروية أو حوامل الخطوط الهاتفية غير كاف ينتج عندئذ حالة عنق زجاجة. تقيس سعة التوصيل سعة المحادثات عند مكتب التبديل. ومرة ثانية إذا كان التوصيل ليس كبيراً كفاية لمعالجة السعة الراديوية تحدث عندئذ مشكلة عنق الزجاجة. من بين السعات الثلاث تستخدم الأضعف كمقياس لسعة النظام. لهذا فإن تحسين السعة الراديوية في النظام غير كاف. يتطلب تحسين سعة النظام رفع درجة السعة الأصغر من بين السعات الثلاث. مع أخذ هذه المعلومة في الحسبان يجب على كل عامل نظام أن يكون على دراية بأن السعة الراديوية ليست المشكلة برمتها وليس بها الحل كلياً.



الشكل 10-9 الأنظمة الخلوية

بما أن تصميم خلية صغرية يحتاج الى عدد تبديلات أقل بالمقارنة مع الأنظمة النظامية فإن حمل كل من أجهزة التبديل ووصلة التحكم يقسم الى النصف تقريبا" تاركا" ضعف الحمل ليعالج بالسعة الحالية. إن التخلص من نصف الحمل يعني امكان اضافة ضعف الحمل الى النظام. هذه المضاعفة التقريبية (الرقم الصحيح هو 2.33) للسعة الراديوية هى في الحقيقة ماتقدمه أنظمة الخلية الصغرية بدون تغيير تجهيزات التبديل الحالية.

6-10 مزايا الخلية الصغرية :

إن تصميم الخلية الصغرية الجديد له مزايا كثيرة وجذابة :

1 – **زيادة سعة النظام** : استناداً الى نموذج اعادة استخدام الخلية (وقد أنقص من K=7 الى K=3) التي تقدم 2.33 مرة من سعة نظام AMPS .

2 – **تحسين نوعية الصوت** : نوعية الصوت في نظام الخلية الصغرية دائما" أفضل من نوعية الصوت في نظام AMPS .

3 – **خفض التداخل** :

أ– في تشكيل ناخب المنطقة متساوية الاتجاهات تخفض قدرة مواقع المناطق الثلاث بالمقارنة مع قدرة الموقع المركزي في الخلية. في تشكيل ناخب المنطقة محرضة الطرف تتجه جميع الهوائيات في الخلية باتجاه بعضها بحيث تعبر اشارة التداخل الخلية قبل تداخلها مع الخلية المجاورة. في كلا التشكيلين تخدم التغطية فقط منطقة عاملة واحدة ولهذا تكون اشارة التداخل ضعيفة جداً بالمقارنة مع تداخل مرسل في مركز خلية نظامية.

ب– تشكل مواقع المناطق الثلاثة التي تستقبل اشارة الوحدة المتنقلة بآن واحد خطة تنوع مساري بثلاثة فروع مما يناسب عمل الوحدات المحمولة ذات القدرة المنخفضة. تزيد خطة التنوع من احتمال استقبال الاشارة عند القاعدة.

جـ– يقدم نظام الخلية الصغرية أفضل ترتيب للتحكم بالتداخل. تتبع منطقة العمل العربات ويمكن هندسة تغطية الخلية بسهولة باستخدام ثلاث قدرات ارسال مختلفة عند مواقع المناطق.

4 – **التكيفية** : يمكن اضافة تصميم الخلية الصغرية هذا لأي نظام مستثمر بدون تعديل الكيان الجامد (العتاد) والكيان اللين (البرامج) في نظام المستثمر.

5 – **حجم أجهزة المنطقة** : حجم المبدلات أعلى/أسفل في المنطقة صغير ويمكن تركيبه على جانب مبنى أو على عمود. لهذا فإن النظام هو من نوع خدمة اتصالات شخصية

الذي يمكن من التحكم الشديد بالتداخل. من السهل اعادة التركيب من عمود الى عمود آخر عندما تتغير متطلبات تغطية الاشارة.

6 – **الخلية الصغرية خلية ذكية** : تعرف الخلية الصغرية الجديدة أين تقع الوحدة المتنقلة في منطقة معينة من الخلية وتقدم القدرة لتلك المنطقة. بما أن قدرة الاشارة قد خفضت فإن الخليتين الصغريتين يمكن أن تكونا أقرب وبذلك تزداد السعة.

المراجع

REFERENCES

1. Lee, W. C. Y., *Mobile Cellular Telecommunications Systems* (McGraw-Hill, 1989): 57.
2. MacDonald, V. H., "The Cellular Concept," *Bell Sys. Tech. J.* 58 (Jan. 1979): 15.
3. Lee, W. C. Y., "Spectrum Efficiency in Cellular," *IEEE Trans. Veh. Tech.* (May 1989): 69–75.
4. Lee, W. C. Y., "Cellular Telephone System" (U.S. Patent 4,932,049, June 5, 1990).
5. Lee, W. C. Y., "Microcell System for Cellular Telephone System" (U.S. Patent 5,067,147, Nov. 19, 1991).
6. Ott, Gary D., "Vehicle Location in Cellular a Mobile Radio Systems," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, VT-26 (Feb. 1977): 43–46.
7. Lee, W. C. Y., "Microcell Architecture—Smaller Cells for Greater Performance" *IEEE Communications Magazine* 29 (Nov. 1991): 19–23.
8. Lee, W. C. Y., "An Innovative Microcell System," *Cellular Business* (Dec. 1991): 42–44.

11 – الأنظمة الأخرى ذات العلاقة

11–1 خدمة الاتصالات الشخصية .

11–2 أنظمة الهاتف المحمول .

11–3 اتصالات جو/أرض .

11–4 أنظمة الاتصالات المتنقلة الأرضية/سواتل .

1-11 خدمة الاتصالات الشخصية (PCS) :

خلال العقد الماضى استطاع ممولوا الأنظمـة الخلويـة اقنـاع هيئـة الاتصـالات الفيدرالية أن الأنظة الخلوية تؤمن مردوداً طيفياً عالياً . اضافة لذلك فإن عامة الناس قد بدأت اهتماماتهم في الأنظمة الخلوية ونتيجـة لهـذا الأمـر فقـد ازداد معـدل الاكتتـاب بصورة غير متوقعة بالرغم مـن تنبـؤات التسـويق آنـذاك الـتي اتخـذت اتجاهـاً متشـائماً لتوسيع النظم الخلوية . ابتدأت الآن صناعة نظم الاتصـالات بأكملهـا أن تميز مقـدرة التشغيل القوية للخلايا المتنقلة ، وكل مـن هـؤلاء المصنعـين يرغـب أن يضـع قدمـاً في ذلك الحقل . في منتصف عام 1991 أصدرت هيئة الاتصالات الفيدرالية تعليمات عـن كيفية تطوير الاتصالات وتنفيذ خدمة اتصالات شخصية جديدة. ومنـذ ذلـك الوقـت ابتدأت مؤسسة الاتصالات اللاسلكية باتخاذ اجراءات أوسع.

1-1-11 متطلبات خدمة الاتصالات الشخصية PCS :

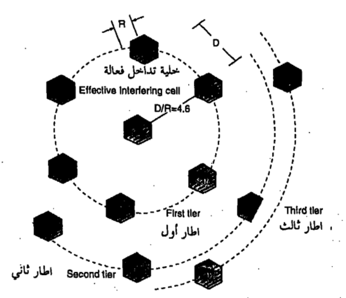
يمكن تبيان احتياجات خدمة الاتصالات الشخصية كما يلي :

– وحدة المشترك بخدمة الاتصالات الشخصية :

إن التعريـف الحقيقى لخدمـة الاتصالات الشخصية غير واضح . أما الواضـح فهو أنه في تسـعينات هذا القرن حيث تتجـه موجـة الحيـاة والنـاس الى الحركـة فـإن وحـدة المشترك في خدمـة الاتصـالات الشـخصية يجـب أن تكـون سـهلة الحمـل والاسـتخدام وقابلة للعمل في أي مكان في العالـم .

– الحركية :

تعد تحليلات التسويق التقليدية المبنية على قطاعات السـوق قابلـة للتطبيـق من أجل تطوير خدمة الاتصالات الشخصية . خدمة الاتصالات الشخصية هى سـوق حركى ديناميكى . يمكن أن يكون المشـترك في المكتـب أو في الشـارع وفي أي مكـان وزمان . يجب أن تعمل وحدة المشترك في خدمة الاتصالات الشخصية المحمولة معه من أجله في كل الأوقات . ليس هناك أي فرق بين استخدام المكتب أو اسـتخدام المـنزل. لهذا فإن قطاعات السوق أو معطيات التبيان قد أضبحت لاعلاقة لها بدراسة النـاس في الحركة .



الشكل 11-1 خلايا التداخل الفعالة الست على الخلية 1

– المردود الطيفي :

عند انتقاء نظام خدمة الاتصالات الشخصية يجب الأخذ بالحسبان المردود الطيفي . فالطيف ثروة قيمة وطبيعية محدودة . يطلب من نظام خدمة الاتصالات الشخصية أن يخدم عدداً هائلاً من المشتركين في طيف محدود ومخصص . إذا تنبأنا بحركة قدرها 10000 مكالمة في ساعة الانشغال بالكيلومتر المربع فإن نظام خدمة الاتصالات الشخصية يحتاج تقريباً الى 350 قناة راديوية في ذلك الكيلومتر المربع . فهل باستطاعة الصناعة أن تصمم نظاماً بهذه المواصفات ؟ لتقرير ذلك تجب الاجابة على سؤالين : هل الطيف المخصص لنا كاف ؟ وهل سيكون النظام المنتقى ذا مردود طيفي جيد ؟

لايمكن استخدام الأقنية الراديوية ميدانياً بطريقة استخدام الأقنية اللاسلكية نفسها . فالأقنية المشتركة والمتجاورة يجب أن تخصص بعيدة عن بعضها بحيث تقلل من تداخلها المتبادل . لكي يعاد استخدام القناة نفسها ثانية لزيادة السعة القنوية في الأنظمة الخلوية توصف مسافة الفصل الصغرى D بين خليتين بهما القناة نفسها بعدد أنصاف أقطار الخلية R أو بالنسبة D/R في الأنظمة التماثلية الحاضرة تكون مسافة فاصل القناة الواحدة D مساوية الى 4.6 مرة R أي $D/R = 4.6$ (انظر الشكل 11-1) وقد استند هذا الرقم على أداء النظام من أجل نوعية صوت مطلوبة .

لبلو غ سعة أعلى للنظام يجب انتقاء نظام آخر بنسبة مطلوبة من D/R أقل . من النسبة المطلوبة من D/R يتم الحصول على عدد الأقنية في الخلية. ومن ثم يمكن حساب عدد الأقنية بالكيلومتر المربع. كلما زاد عدد الأقنية بالكيلومتر المربع كانت سعة النظام أعلى. زيادة سعة النظام تعني زيادة المردود الطيفي.

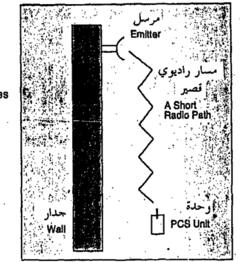
– **مفهوم الوحدة الواحدة :**

مثالياً يجب أن تصمم وحدة استخدام مشترك لخدمة الاتصالات الشخصية إما كواحد للكل (أي تعمل الوحدة في نظام واحد) أو ككل لواحد (أي تعمل في أنظمة متعددة). إن وحدة النظام الواحد هي في صالح المشتركين فالوحدة الواحدة يمكن أن تحوي أداء منخفضاً أو اضافات الأداء العالي وكلها قادرة على العمل ضمن النظام نفسه .

لماذا وحدة النظام الواحد ؟ لأنه يجب وضع صالح المشتركين فوق صالح الشركات المصنعة أو مولي الأنظمة. وفي النهاية فإن تعدد الأنظمة (واحداً للاستخدامات المنزلية وآخر للعربات وثالثاً للتنقل .... الخ) سيكون مرهقاً للمشترك .

بما أن تقنيات الاتصالات تتجه في منحى زيادة الحركة فإنه ليس عملياً أن تقيم الاتصالات الشخصية خطوطاً منفصلة لأنظمة مختلفة . إن أي وحدة مشترك في خدمة الاتصالات الشخصية يجب أن تكون صغيرة وخفيفة الوزن وتؤمن ميزات كثيرة ولها بطارية ذات عمر مديد .

حجم صغير Small size
وزن خفيف Light weight
يؤمن مزايا عديدة Provides many features
بطارية طويلة العمر Long-life battery
استجابة سريعة Fast response
أداء عالي High performance
سعر منخفض Low cost



الشكل 11-2 وحدة مشترك خدمة الاتصالات الشخصية

باستطاعة تقنيات الوقت الحاضر أن تؤمن هذه المتطلبات إذا استطاعت هيكلية خدمة الاتصالات الشخصية أن تأخذ عبئاً أكبر وتقدم الاشارة الى الوحدة المتنقلة خلال أقصر مسار راديوي (انظر الشكل 11-2). لقد صمم النظام الخلوي من أجل هذا الغرض.

- الشبكة الذكية :

تتطلب ادارة خدمة الاتصالات الشخصية شبكة ذكية لها قاعدة بيانات مركزية وتؤمن خدمات المشترك من خلال نقطة مراقبة الخدمة. تميز الشبكة الذكية رقم هوية (تعريف) المشترك فقط وليس وحدة المشترك. مثال ذلك يمكن تسليم مكالمة الى أي مشترك في أي مكان وخلال أي وحدة مشترك. يمكن للشبكة أن تتبع أماكن المشتركين وتحدث معطياتها بأرقام هويتهم الشخصية المخصصة لهم بغض النظر عن الوحدات التي يستخدمونها. في بعض الأحيان تزود الأرقام الشخصية على بطاقات ماهرة. ستميز الشبكة الذكية البطاقة الماهرة وليس الوحدة (الشكل 11-3) .

يمكن استخدام البطاقة الماهرة لأي وحدة مشترك في خدمة الاتصالات الشخصية. عند ادخال البطاقة الماهرة في أي وحدة تصبح تلك الوحدة وحدة لذلك المشترك الافرادي. ستحدّث الشبكة المعلومات في قاعدة البيانات وسيصار التتبع على المعطيات الجديدة ، وستنقل جميع المزايا والفواتير الى الوحدة الجديدة.

- تعدد المنافذ :

لتوصيل المكالمة سيخصص ممولوا النظام إما قناة راديوية لمشترك (وهذا ما يدعى بتعدد المنافذ بالتقسيم الترددي FDMA) أو شقاً زمنياً للمشترك (وهو مايدعى بتعدد المنافذ بالتقسيم الزمني TDMA) أو تتابع الرموز للمشترك (وهو مايدعى بتعدد المنافذ بالتقسيم المرمز CDMA). يمكن استخدام طرائق تعدد المنافذ الثلاثة في اتصالات السواتل. ولكن قبل انتقاء احدى خطط تعدد المنافذ الثلاث لخدمة الاتصالات الشخصية يجب فهم البيئة التي تعمل فيها خدمات الاتصالات الشخصية.

11-1-2 بيئة خدمة الاتصالات الشخصية :

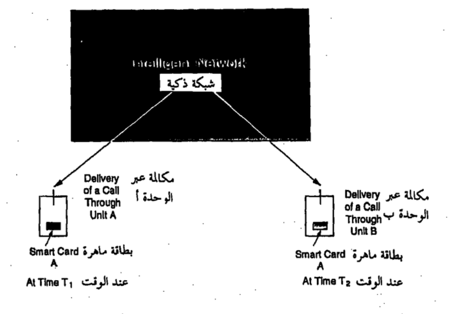
لتصميم نظام من أجل وحدة مشترك خدمة الاتصالات الشخصية يجب أن يفهم ممولوا النظام بيئة خدمة الاتصالات الشخصية. إنها بيئة صنعية تشمل المدن والمباني والشوارع وطرق السير السريع والعربات واشارات المرور. وبسبب هذه العوامل فإن خصائص الانتشار كخسارة المسار والخفوت وامتداد وقت الانتشار

لأمواج خدمة الاتصالات الشخصية تختلف عن غيرها من الأوساط. فالضجيج الصنعي يهيمن بقوة في بيئة خدمة الاتصالات الشخصية. في البيئة الصنعية ، ان خسارة المسار الزائدة وخفوت الاشارة القوي وامتداد وقت الانتشار الكبير الناتج عن ظاهرة تعدد المسارات الراديوية تجعل بناء نظام الاتصالات الشخصية أمراً صعباً .

تهتم الدراسات الحديثة بتطبيق اشارة النطاق العريض وتعدد المنافذ بالتقسيم المرمز وكيفية المشاركة بالطيف المخصص الموجود. يظهر أن لاشارة النطاق العريض بعض المزايا في التطبيق في بيئة خدمة الاتصالات الشخصية هي :

- استقبال الاشارة بخفوت أقل بالمقارنة مع الاشارات ضيقة النطاق.
- خفوت الاشارة المستقبلة أقل في المدن عنه في الضواحي.
- اشارة النطاق العريض ملائمة لتعدد المنافذ بالتقسيم المرمز.
- اشارة النطاق العريض هي خرج تعديل الطيف المنشور.

من حيث المردود الطيفي فإن دراسة المشاركة بالطيف المخصص الموجود يمكن أن يكون عمل تحدٍ أيضاً .



الشكل 11-3 الشبكة الذكية

3-1-11 بعض الاهتمامات :

- الكلفة :

لايمكن أن تتخطى اعتبارات الكلفة من أجل وحدات المشتركين والهيكل العام لخدمة الاتصالات الشخصية نوعية تلك الخدمة ودرجات الخطورة التي تشملها. وأكثر من هذا فإن الكلفة المقدرة لنظام مطور حديث تبنى على أساس افتراضات غير واقعية كثيرة. ولهذا فعوضاً عن الاعتماد على الكلفة الابتدائية المقدرة لتقويم العمل بنظام مصمم حديثاً يجب اجراء التنبؤات المبنية على أساس كلفة وحدة نظام خدمة الاتصالات الشخصية وكأن هذه الخدمة قد احدثت منذ ثلاث سنوات. سيأخذ هذا التحليل بالحسبان الراديو وتحسين تقنية التكامل واسع النطاق (LSI) وزيادة حجم الوحدات المستخدمة والتوقعات المتزايدة أبداً من أماكن التسويق. إن تقديرات السنة الرابعة لكلفة الوحدة الجديدة سيكون مؤشراً عادلاً لتقويم نظام خدمة اتصالات شخصية جديد.

- خدمة الاتصالات الشخصية بالنظام الخلوي :

لنختتم ذلك بتوجيه الأسئلة التالية :

- هل يمكن لنظام خدمة اتصالات شخصية مقترح حديثاً أن يصمم لبيئة وحيدة من خدمة الاتصالات الشخصية الموصوفة سابقاً ؟
- هل يمكن للصناعة بأكملها أن تخطط لخدمة الاتصالات الشخصية المستقبلية كفريق؟
- هل يمكن لنظام خدمة اتصالات شخصية جديد أن يرقى بنجاح بعد التحقق الفعلي على نموذج تجريبي؟

بالاجابة على هذه الأسئلة وتفحص قدرات الأنظمة الخلوية نجد أن النظام الخلوي يمكن أن يكون مرشحاً جيداً لنظام خدمة الاتصالات الشخصية ، فهو يستطيع الوصول الى أي مكان داخل وخارج أي مبنى.

إن التطوير الحديث لوحدات بحجم الجيب وزنة 170 غ (6 أونصات) محمولة باليد تجعل وحدات مشترك النظام الخلوي جذابة جداً لخدمات الاتصالات الشخصية المستقبلية. لبلوغ استهلاك القدرة المنخفض وزيادة زمن المكالمة في الوحدة تحتاج الأنظمة الخلوية فقط الى تركيب هوائيات موقع الخلية أو توابعها لتكون أقرب الى المشترك. يمكن للنظام الخلوي أن يخدم الاتصالات الشخصية كواحد لكل الوحدات. إن فكرة تطوير النظام الخلوي الحاضر المفضية الى نظام خدمة اتصالات شخصية هي فكرة قد حان وقتها .

2-11 انظمة الهاتف المحمول.

يجب أن يؤمن نظام الهاتف المحمول الخدمات لجميع المستثمرين دون قيود تتعلق بالمناطق الجغرافية أو الابنية أو الشروط المتغيرة. سيتوفر نظام الهاتف المحمول في المستقبل وقد ينقضي عقد أو عقدان قبل ان يصبح هذا النظام كامل التطبيق، نظام الهاتف المحمول هو نظام ثلاثي الأبعاد ونظام تحركي حيث يمكن ان ينتقل فيه كل جهاز هاتفي محمول. في المستقبل يمكن ان تستخدم الوحدات الهاتفية المحمولة حتى في الطائرات، هذا النظام اكثر تعقيداً من النظام الارضي المتنقل (أو يمكن اعتبار النظام الأرضي المتنقل نظاماً فرعياً لنظام الهاتف المحمول). يمكن البدء بتعميم نظام الهاتف المحمول من بدايته واخذ النظام الارضي المتنقل ليكون نظاماً فرعياً.صممت الانظمة الارضية المتنقلة قبل الانظمة المحمولة لبساطتها نسبياً.

طوِّر كثير من قواعد التصميم المقدمة في الفصول السابقة من أجل الانظمة الارضية المتنقلة فقط. لا يمكن استخدام هذه القواعد لتصميم نظام هاتف محمول معقد أو لاضافة نظام الهاتف المحمول على النظام الارضي المتنقل. إلى ان تتجمع بيانات كافية وينشأ النظام الارضي المتنقل الناضج فليس من الحكمة انشاء النظامين على نفس الطيف الترددي في نفس الوقت.

بما أن أنظمة الخلية تنمو لتصبح انظمة ارضية متنقلة ناضجة فإن التحدي الحقيقي هو حل مشكلة تداخل القناة الواحدة في النظام نفسه. طبعاً يمكن ان يعين لنظام الهاتف المحمول نطاق ترددي مختلف عن النطاق الترددي للنظام الارضي المتنقل وبهذه الحالة يمكن البدء دون تأخير. في هذه الحالة يجب على المصممين فقط تجنب أي تداخل محتمل مع الانظمة الموجودة على نفس النطاق. الا أنه ولاهداف اقتصادية (في تعيين الطيف وتجهيزات الراديو) يظهر أنه من الطبيعي ان يتواجد نظامان محمول ومتنقل يشتركان في نفس نظام الخلية إذا امكن ذلك.

منذ 1992 دخلت انظمة خلايا الهاتف الارضي المتنقل إلى كثير من مدن الولايات المتحدة. يشترك المستثمرون في نظام ابتدائي وهو نظام تحديد الضجيج (الفصل 4-1) ويمكن أن يأخذ خمس سنوات أو اكثر لتحويل النظام الابتدائي الى

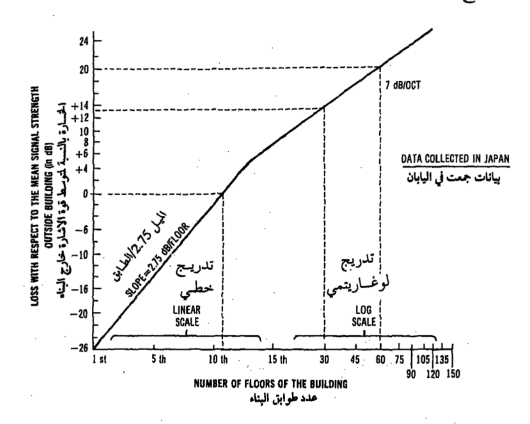
نظام ناضج وهو نظام تحديد التداخل (الفصل 4-1). وحتى ذلك الوقت سيواجه المشتركون مشاكل كثيرة من تداخل القناة الواحدة والأقنية المتجاورة ونسبة الطرف القريب الى الطرف البعيد يجب أن تحل. وحتى وجود الحلول الممكنة للنظام الناضج المستقبلي يضاف ما يلي: معدل النداءات الفاشلة سيكون عالياً واداء تسليم الاقنية سيكون ضعيفاً ونوعية الصوت ستكون غير مقبولة.

لا يزال الوقت مبكراً جداً للتنبؤ عن اطار زمني لاتمام نظام خلية متنقل ناجح حيث لا توجد بيانات تجريبية كافية على أنظمة ناضجة. طبعاً لا يمكن ان يضاف نظام الهاتف المحمول في نفس الوقت الذي يطور فيه نظام الخلية والا سيكون من الصعب جداً التحكم بأسباب التداخل. يجب ان ينتظر نظام الهاتف المحمول حتى يمكن السيطرة على مشاكل التداخل في النظام الارضي المتنقل. ثم يمكن اضافته بعد تنفيذ الحلول لازالة مشاكل التداخل الموجودة في كلا النظامين. في الفصل القادم ادخلت عدة مواضيع تهتم بنظام الهاتف المحمول مثل خسارة الانتشار وتأثير جسم الانسان واعتبارات ضبط النظام.

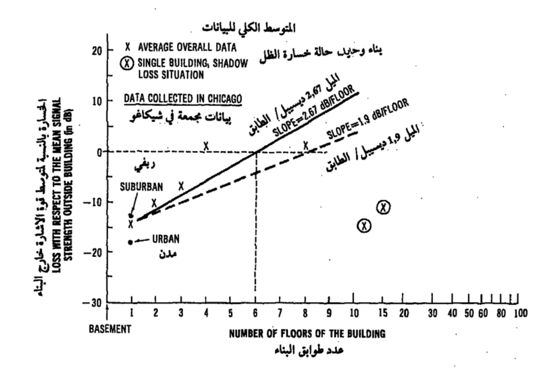
1-2-11 خسارة مسار الانتشار

نظام الهاتف المحمول هو نظام ثلاثي الأبعاد لأن المستثمرين يحملون هواتفهم المحمولة ليس عند مستوى الأرض فقط بل داخل الابنية في مختلف الطوابق. تزداد شدة اشارة الوحدة المحمولة مع الارتفاع وتتخامد بشدة بالمنشآت المعدنية للابنية. تقاس خسارات متوسط شدة الاشارة بالديسيبل خارج البناء عند مستوى الشارع لارتفاعات طوابق مختلفة كما هو مبين في الشكل 9-4 (جمعت هذه البيانات في اليابان). يتبع ربح الارتفاع الطابقي ميلاً مقداره 2,75 ديسيبل/ الطابق من الطابق الاول إلى الطابق الخامس عشر على مقياس خطي، وهذا يعني زيادة 2,75 ديسيبل في شدة الاشارة لكل طابق. بعد ذلك تزداد شدة الاشارة متتبعة مقياساً لوغاريتماً مبنياً على قاعدة ميل 6-7 ديسيبل/ الضعف تنطبق على الطوابق الاعلى. وهي نفس قاعدة الارتفاع المستخدمة في النظام الأرضي المتنقل المبين في الفصل 2-3-5 . إن سوية

الاستقبال داخل الطابق العاشر هي نفسها خارج البناء عند المستوى الارضي. ان خسارة شدة الاشارة المستقبلة داخل الطابق الأول اكبر بمقدار 26 ديسيبل عن التي خارجه عند المستوى الارضي. بما أن خسارة الاختراق إلى البناء تعتمد على بيئة البناء فانه يمكن القول ان خسارة الاختراق حوالي 25 إلى 30 ديسيبل بصورة عامة. تدل البيانات المجمعة في شيكاغو ان الميل هو 2,67 ديسيبل/ الطابق كما هو مبين في الشكل 11-5 . ان ميلي الشكلين متقاربان جداً. ان الخسارة المقيسة عند الطابق الأول داخل البناء (الشكل11- 5) أكبر من سوية الاستقبال خارج البناء بمقدار 15 ديسيبل. ان سوية الاستقبال عند الطابق السادس داخل البناء هي نفسها عند مستوى الشارع خارج البناء.



الشكل 11-4 خسارة الاختراق إلى البناء في منطقة طوكيو.



الشكل11–5 خسارة الاختراق إلى البناء في الولايات المتحدة الامريكية.

يمكن أن يفسر الفرق بين خسارتي الاختراق إلى البناء في الشكلين بسبب اختلاف بنية البناء في الولايات المتحدة وفي اليابان. تستخدم ابنية الولايات المتحدة هياكل معدنية رئيسية ضخمة وقليل من هياكل الدعم المعدنية. لذا فخسارة الاختراق الى البناء أقل بسبب قلة الهياكل المعدنية التي تسد الاشارة الآتية. للمباني اليابانية هياكل دعم معدنية كثيرة دائماً لتسمح لها بالبقاء خلال الزلازل والهزات الارضية.

تعرف خسارة الظل بانها الخسارة الناتجة عن بناء يقف في طريق المسار الراديوي، وهي نفس مقدار الفرق بين الخسارة الكلية وخسارة الاختراق إلى البناء.

تبلغ خسـارة الظل حوالي 27 ديسيبل كما هو مبين في الشكل4-11 بغض النظر عن الطابق الذي اخذت منه القياسات . يبين الجدول1-11 نتيجة مختصرة لما تقدم .

الجدول1-11 خسارة الاختراق إلى البناء

الحالة	خسارة الاختراق إلى البناء	خسارة الظل
الاختراق إلى البناء	+ 27 ديسيبل (طوكيو) + 15 ديسيبل (شيكاغو)	27 ديسيبل (شيكاغو)
منطقة نافذة	–6 ديسيبل	
الطابق الأول حتى	2,75 ديسيبل/ الطابق (طوكيو)	بغض النظر عن
الخامسة عشر	2,67 ديسيبل/ الطابق (شيكاغو)	ارتفاع الطابق
الطابق 15 حتى 30	7 ديسيبل/ الضعف (طوكيو)	

11–2–2 تأثير جسم الانسان

بما أن المستثمـر يحمـل دائماً الـوحدة المحمولة فإن الطريقة التي يضع فيها المستثمر الهوائي تؤثر على سوية استقبال الوحدة، بينت دراسة تأثيرات جسم المستثمر على الوحدة الهاتفية المحمولة انها ليست مقتصرة على انواع البيئة التي يرتادها المستثمر، لهذا سيشرح في هذا الفصل تأثير جسم الانسان على الوحدة المحمولة عند مستوى الشارع خارج الابنية . إذا رفع المستثمر جهازه المحمول فوق رأسه فإن سوية الاشارة المستقبلة بالهـوائي العمـودي للجهـاز سوف تعتـبر مرجعـاً للسـوية، أي سوية صفـر ديسيبل . عندما يحفظ المستثمر الهوائي عمودياً عند مستوى الكتف هناك خسارة من (1) إلى (2) ديسيبـل وعند مستوى الخصر تكون الخسارة حوالي (5) ديسيبل . (تم الحصول على هذه الأرقام من الجدول2-11) . اذا وضع الهوائي افقياً فوق الرأس فانه يستقبل دائماً اشارة اضعف مما لو وضع نفس الهوائي عمودياً فوق الرأس . ومع هذا لا يوجد اختلاف بين سويتي الاستقبال لنوعي استقطاب استقبلا عند وضعية الخصر وذلـك بسبب كثـرة الأشياء الصنعية القـريبـة من الأرض التي تؤمن فرص تحول الاستقطاب من نوع لآخر وتزيل الفرق بين سويتي الاستقبال لنوعي الاستقطاب .

3-2-11 الظاهرة الراديوية في الوحدات المحمولة :

يمكن تطوير وحدة الاتصالات المحمولة كخدمة اتصالات شخصية مستقبلية. فكر المهندسون التقليديون أن الوحدة الخلوية المحمولة التي تكون مستقرة أثناء الاستخدام يمكن تنفيذها بسهولة أكثر في شبكات الاتصالات عنها في الوحدة المتنقلة.

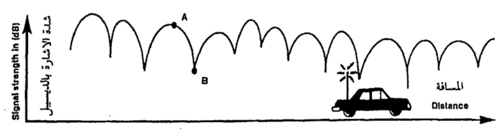
الجدول 11-2

الراديو المحمول وتأثير جسم الانسان وخسارة الهوائي في منطقة متعددة المسارات .

وضعية الهوائي	عند الخصر ديسيبل		عند الرأس ديسيبل		
اتجاه الشارع	عموي	افقي	عمودي	أفقي	
طريق مباشر في شارع عريض	5,5	3,3	2	5,8	0 ديسيبل (رأس) 2-1 ديسيبل (كتف)
طريق معترض في شارع عريض	5,2	3,9	1,0	5,7	5 ديسيبل (خصر)
طريق مباشر في شارع ضيق	4,2	3,7	–	–	
طريق معترض في شارع ضيق	3,5	6,0	–	–	
المتوسط	4,9	4,2	1,5	5,8	

لكن الوحدة الخلوية المتنقلة تعمل في بيئة راديوية متنقلة أكثر تعقيداً بكثير من أية بيئة اتصالات آخرى. لايعتمد استقبال الاشارة فيها على شكل التضاريس الطبيعية فقط بل على المنشآت الصنعية أيضاً. ولأن المنشآت الصنعية تختلف من منطقة جغرافية لآخرى فإن النظام الذي يعمل جيداً في حالة ما ربما يفشل كلياً في حالة آخرى. يجب الأخذ بالحسبان الخصائص الراديوية للبيئة عندتصميم نظام الوحدة المحمولة.

لاتتبع الأمواج الراديوية عادة مساراً مباشراً من نقطة لآخرى بسبب المنشآت كأبنية المكاتب والمنازل ، بل تخضع لظاهرة تعدد المسارات الراديوية (الشكل 9-1). في مثل هذا المحيط تنعكس وتنعرج الأمواج الردايوية المتشتتة من مصدر مرسل واحد خلال مسارات مختلفة قبل أن تصل الى وحدة الاستقبال التي يمكن أن توجد إما داخل مبنى أو في الشارع. لاتبقى شدة الاشارة المستقبلة عند الوحدة ثابتة عندما يحمل المستثمر وحدته الى أعلى المبنى وأسفله أو على طول الطريق .



الشكل 11-6 اشارة خافتة من تردد واحد

عندما تضاف جميع الأمواج المتشتتة بدون فارق طور بينها عند بقعة معينة فإن الموجة الناتجة (شدة التيار) تكون قوية (الشكل 11-6 البقعة A) وعندما تكون أطوارها مختلفة تصبح الموجة الناتجة ضعيفة (البقعة B). يمكن مقارنة ذلك مع صورة موجة بحرية على الرغم من أن الموجة الراديوية غير مرئية. يمكن أن يكون المستثمر في بعض النقاط على قمة الموجة الراديوية وفي أماكن آخرى في واديها. تكون المسافة بين القمة والوادي حوالي نصف طول موجة الاشارة العاملة. عند التردد 850 م هـ يكون متوسط المسافة حوالي 6 انش. هذا التغير المفاجئ يدعى بخفوت الاشارة ومن الصعب معالجته في بيئة الراديو المتنقل.

يستعمل كل عامل خلية 416 قناة مختلفة وكل قناة تتألف من ترددين : تردد الوصل الأمامى (من القاعدة الى الوحدة المتنقلة) وتردد الوصل العكسى (من الوحدة المتنقلة الى القاعدة) ، ويكون بحموع 832 قناة مختلفة يقابلها 832 طول موجة. تصور عندئذ وجود 832 موجة بحرية. بما أن أطوال الموجات مختلفة لكل موجة فإن موقعاً ما يمكن أن يكون قمة لموجة راديوية وبنفس الوقت وادياً لموجة آخرى. تدعى هذه الظاهرة بالخفوت الانتقائي.

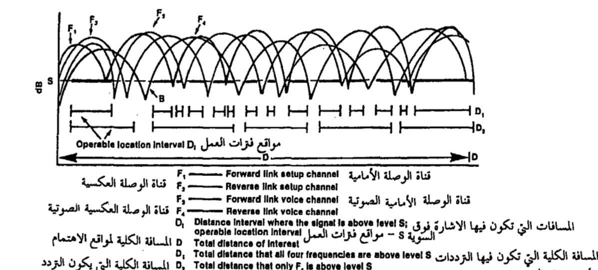
لايؤثر الخفوت الانتقائى على استقبال الاشارة في الوحدة المتنقلة لأنها تسير دائماً على طول الشارع. تختلف شدة اشارة التردد باستمرار صعوداً وهبوطاً،منشئةً خفوتاً في الاشارة. في ظروف الاشارة الخافتة يؤخذ فقط المعدل أو المتوسط المحلى لشدة الاشارة المستقبلة خلال الفترة الزمنية المعدة فترة وصول الاشارة الى الوحدة المتنقلة. تكون المتوسطات المحلية لشدات اشارة الترددات الـ 832 المقيسة على طول شار ع معين هى نفسها تقريباً. لايؤثر التردد المنتقى على قيمة معدل شدة الاشارة. ليس لاشارات الوحدة المحمولة معدل شدة اشارة لأن هذه الوحدات تكون مستقرة عادة، وتعتمد شدة الاشارة المستقبلة على مكان البقعة نتيجة لخفوت تعدد المسارات. تكون الاشارة قوية إذا كانت البقعة خارج خفوت شدة الاشارة وضعيفة إذا كانت داخله.

إذا وجدت الوحدة المحمولة في مثل البقعة B في الشكل 11-8 عندئـذ لايمكـن اسـتقبال الاشارة ، لهذا لايمكن استخدام معدل شدة الاشارة ليمثل اشارة الوحدة المحمولة.

يؤثر الخفوت الانتقائي أيضاً على استقبال اشارة الوحـدة المحمولـة. في النظـام الخلوي تستخدم مجموعة من 4 أقنية راديويـة مـن أصـل 832 لاكمـال المكالمـة. يمكـن النظر الى صورة الأمواج البحرية الـ 832 المختلفة لاستقبال اشارات الوحدات المحمولة. بما أنه في بقعة معينة توجد قيمة آنية واحـدة فقـط لشـدة اشـارة القنـاة المسـتقبلة قويـة كانت أم ضعيفة فإنه لاتوجد أية فرصة للاستفادة من القيمة المتوسطة خلال فترة زمنية أو مواقع مختلفة ، ولهـذا فـإن شـدات الاشـارات الأنيـة مختلفـة مـن الـترددات الــ 832 المختلفة.

لايمكن التغلب دائماً على الخفوت بانتقاء بقعة اشارة قوية من أجل الوحدات المحمولة وذلك لاستخدام أقنية الأنظمة الخلوية ذاتها في اقامة الاتصـال. يتكـون انشـاء القناة من تردد وصل أمامي وتردد وصل عكسي لوصل عودة المعلومات. تخصص قنـاة صوتية جديدة بمجرد اقامة الاتصال وتتكون أيضاً من ترددين ليتمكن كلا الجانبين من التحدث على تردداتهما الخاصة وهذا مايدعى بالنظام المزدوج.

في الوحدة المحمولة الخلويـة يشـير مؤشـر الوحـدة الى "خـارج الخدمـة " أو "في الخدمة " عند بقعة ذات اشارة ضعيفة أو قوية. بالرغم من أن اشارة قوية في بقعة معينة يمكن أن تخدم انشاء قناة الوصل الأمامية فإن البقعة نفسها يمكن أن لاتخدم باشارة قوية لانشـاء قنـاة الوصـل العكسـية أو قنـاة الوصـل الصوتيـة المخصصـة الجديـدة الأماميـة والعكسية بسبب الخفوت الانتقـائي. لايمكـن ضمـان اقامـة اتصـال كـامل بضغـط زر الارسال بمجرد عمل ضـوء "في الخدمـة" المبني علـى اشـارة قويـة لانشـاء القنـاة عنـد الوحدة المحمولة. تنطبق الحالة نفسها عندما يتوقع مستثمر الوحدة المحمولة مكالمة قادمـة وينتقي بقعة تظهر فيهـا شـدة اشـارة انشـاء القنـاة الأماميـة قويـة. يمكـن أن لايسـتقبل المستثمر المكالمة لأن بقعة الاشارة القوية لانشاء القناة الأمامية لاتنطبق مع تلـك البقعـة لانشاء القناة العكسية أو القناة الصوتية. تحـدث هـذه الحالـة غالبـاً عنـد حـدود الخليـة حيث شدة الاشارة عادة أضعف.

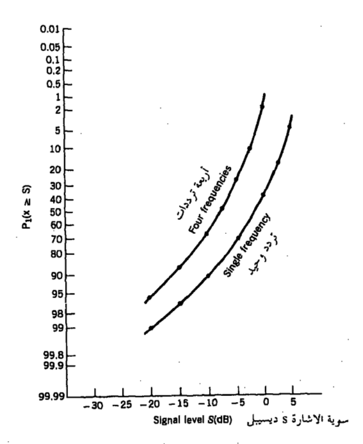


الشكل 11-7 النظام الخلوي المحمول – نظام الخفوت الانتقائي للترددات الأربعة.

يوضح الشكل 11-7 ظاهرة الخفوت الانتقائي للترددات الأربعة. لنفترض أولاً أن تردداً واحداً فقط مستخدم لوصل المكالمة عندئذ تكون المسافة الكلية المفيدة هي D. يشار الى مسافات الفترات التي تكون فيها الاشارة فوق السوية S بالرمز D1 . تكون النسبة المئوية لمجموع مسافات الفتراتالعاملة D1 بالنسبة للمسافة الكلية D عالية في نظام التردد الواحد. ولكن عند استخدام الترددات الأربعة لاكمال المكالمة كما هو الحال في الأنظمة الخلوية التماثلية الحاضرة فإن النسبة المئوية لمجموع مسافات الفترات العاملة D1 بالنسبة الى D تصبح اقل بكثير (الشكل 11-7) .

يمكن استخدام الحسابات الاحتمالية لايجاد النسبة المئوية للإشارة فوق السوية S عند المقارنة بين نظام التردد الواحد ونظام الترددات الأربعة (انظر الشكل 11-8). يؤخذ على المحور x سوية الاشارة S وعلى المحور y النسبة المئوية للاشارة التي تتعدى السوية S. نجد من الشكل أن سوية اشارة 5- ديسيبل (تحت متوسط القدرة) تقابل 72٪ من مجموع الأماكن التي تكون فيها الاشارة المستقبلة أعلى من تلك السوية في نظام التردد الواحد ولكنها تقابل 27٪ فقط من مجموع الأماكن التي تكون فيها الاشارة المستقبلة أعلى من تلك السوية في نظام الترددات الأربعة. عند سوية اشارة 10- ديسيبل فإن 91٪ من الأماكن مقبولة في نظام التردد الواحد ولكن 69٪ منها فقط مقبول في نظام الترددات الأربعة. يمكن اصلاح هذه الظاهرة باستخدام مايسمى خطط التنوع.

في خطة التنوع تصبح الوحدة مستقبلاً ذات هوائـي تنـوع فراغـي. تسـخدم خطة التنوع لتخفيض خفوت الاشارة باضافة اشارتين خـافتتين استقبلتا بهوائيـين الى بعضهما. يكون فاصل الهوائى حوالي نصف طول الموجة تقريباً. عند الـتردد 850 م هـ يحتاج الى فاصل 6 انش فقط. يكون التحسن الـذي يتم الحصـول عليـه عنـد السـوية 5- ديسيبل في نظام الترددات الأربعة 72٪ من الأمـاكن ، وهـى النسـبة المئويـة نفسـها في نظام التردد الواحد بدون تنوع.



الشكل 11-8 النسبة المئوية للاشارة x فوق السوية S.

11-2-4 اعتبارات ضبط النظام .

توجد عدة اعتبارات في ضبط النظام لنظام مختلط، أي اضافة نظام هاتف محمول إلى نظام أرضي متنقل.

1 ـ بما أن نظام الهاتف المحمول هو نظام ثلاثي الأبعاد فان الوحدة المحمولة التي ترسل من الطابق العشرين يمكن ان تتداخل مع وحدة متنقلة عند مستوى الشارع. لهذا السبب يستخدم ضبط القدرة في محطة القاعدة لتقليل قدرة ارسال كل وحدة محمولة على اساس حركة اتصالات النظام والتداخل في النظام المختلط. يجب ان لا يسمح للوحدة المحمولة أو الوحدة المتنقلة بضبط قدراتها والا يمكن أن تحدث ظاهرة «حفلة خليط». كل واحد في الحفلة يجب ان يتحدث بصوت عالٍ حتى لو كان شريكه أو شريكها على بعد أقل من قدمين وذلك بسبب عدم وجود نظام تحكم مركزي لضبط ارتفاع صوت كل شخص. يمكن ان تحدث نفس الظاهرة في النظام الأرضي المنقول / المحمول اذا استخدمت الضوابط المحلية لضبط سويات القدرة المرسلة.يتم في النظام المصمم جيداً تحكم جيد يضبط من قبل المكتب المركزي.

2 ـ يجب ان يعلم موقع كل وحدة محمولة بالضبط من محطة القاعدة أو من المكتب المركزي لكي يتمكن من تطبيق ضبط القدرة أو استراتيجية تعيين التردد لتجنب التداخل.

3 ـ من حيث المبدأ ان استخدام اجهزة ارسال استقبال منخفضة القدرة في الوحدات المحمولة يقلل امكانية التداخل ويوفر المدخرات لزمن أطول. كيف يمكن لنظام هاتف محمول منخفض القدرة ان يعمل خلال نظام أرضي متنقل؟ يمكن ان يكون الحل في استخدام المعيدات (مقويات الإعادة). يمكن ان يركب المعيد في البناء تماماً مثل المخارج الهاتفية في هذه الأيام. يستقبل المعيد الإشارة الراديوية من الوحدات المحمولة ويجد الطرق لايصالها إلى مكتب التبديل المتنقل بالخطوط السلكية. بما ان التخامد الناتج عن الاختراق إلى الأبنية يساعد في عزل التداخل من النظام الأرضي المتنقل فإن المعيدات المركبة داخل الأبنية تستقبل تداخلاً أقل.

11–3 اتصالات جو/أرض .

اتصـالات جو/ أرض هي انـظمة اتصالات متنقلة أيضاً إلا أن اعتبارات تصميم انظمتها تختلف كلياً عن الإتصالات الأرضية المتنقلة في كثير من الوجوه مثل خسارة مسار الانتشار، وتداخل القناة الواحدة وخطط تخصيص التردد ومخططات تسليم الأقنية .

نشرح فيما يلي اختلافات هذا النظام :

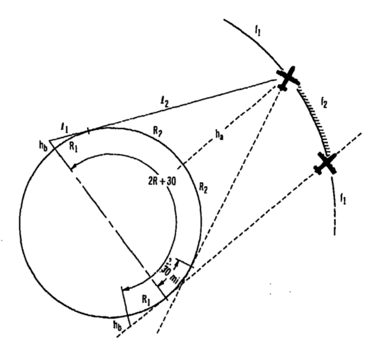
11-3-1 خسارة مسار الانتشار :

يكون المسار الراديوي بين الطائرة والأرض ضمن شروط خط نظر مباشر عادة وتتبع قاعدة خسارة المسار في الفراغ الحر وهي 6 ديسيبل/ الضعف (انظر المعادلة 2-3-14) طالما كان المسار الراديوي بعيداً عن الأفق الراديوي . يمكن حساب الأفق الراديوي بالشكل :

$$R = \sqrt{2h_a} + \sqrt{2h_b} \qquad 1-3-11$$

حيث R هي المسافة المقيسة على طول الأفق بالأميال، h_a ارتفاع الطائرة فوق التضـاريس المتـوسطة بالأقدام h_b ارتفاع هوائي المحطة الأرضية فوق التضاريس المحلية بالأقدام كما هو مبين في الشكل11–9. رسمت المعادلة11-3-1 في الشكل11-10، ويمكن أن تكون $R = R_1 + R_2$ كبيرة إذا كانت ha عالية . إذا كانت الطائرة تطير مبتعدة عن محطتها الأرضية وتدخل إلى منطقة انعراج الظل خلف الأفق الراديوي فإن الخسارة تكون حوالي 1,2 ديسيبل / الميل .

توجد منطقة عبور حوالي 20 ميلاً تحت الأفق تشير إلى خسارة 15-20 ديسيبل . يمكن ايجاد منحنى خسارة الانتشار النموذجي في الشكل11-11. تحدث في منطقة خط النظر المباشر ظاهرة حلقات فرينيل الناتجة عن جمع وإلغاء الأمواج المباشرة والمنعكسة عن الأرض. يمكن مشاهدة تغيرات في الاستقبال تصل حتى 10 ديسيبل في منطقة خط النـظر المباشر بانتظام شديد. عند مقارنة التغيرات في الاستقطاب العمودي تكون عادة أقل مما هي في الاستقطاب الأفقي .



الشكل 11-9 احداثي نظام جو/ أرض

11-3-2 فاصل القناة الواحدة

بما أن ظاهرة الخفوت الناتجة عن منطقة فرينيل تحدث في اتصالات الجو إلى الأرض فان مطلب نسبة الإشارة إلى التداخل تبقى نفسها كما في النظام الأرضي المتنقل وهي 18-20 ديسيبل عند حد الخلية 210 كم (130 ميل). إذا فصل حد خلية القناة الواحدة عن حد الخلية الأخرى بمسافة 32 كم (20 ميل) خلف الأفق الراديوي يكون العزل الأصغري لنسبة الإشارة إلى التداخل 20 ديسيبل بين الخليتين الكبيرتين كما هو مبين في الشكل11-11 ويكون فاصل القناة الواحدة عندئذ (لحالة وجود مسبب تداخل واحد) هو:

$$D = 2 \cdot R(h_u, h_b) + 20 \text{ (miles)} \qquad 2\text{-}3\text{-}11$$

بفـرض وجود مسبب تداخل واحد يفهم ان المعادلة 9-3-2 تنطبق فقط على حالة وجود مسبب تداخل واحد لنفس القناة. في حالة وجود ستة مسببي تداخل لنفس القناة:

$$10 \log_{10} \frac{C}{I} = 10 \log_{10} \left(\frac{C}{\sum_{i=1}^{6} I_i} \right) = 10 \log_{10} \frac{C}{6I_i} \qquad 3\text{-}3\text{-}11$$

$$= 10 \log_{10} \left(\frac{C}{I_i} \right) - 7.78 \quad \text{dB}$$

أو

$$10 \log_{10} \frac{C}{I_i} \simeq 28 \text{ dB} \qquad 4\text{-}3\text{-}11$$

من الشكل 11-11 لأجل خسارة 28 ديسيبل يكون الفصل خلف الأفق الراديوي 48 كم (30 ميل)، لهذا يصبح فاصل القناة الواحدة D هو:

$$D = 2R(h_a, h_b) + 30 \qquad \text{(من أجل 6 تداخل)} \qquad 5\text{-}3\text{-}11$$

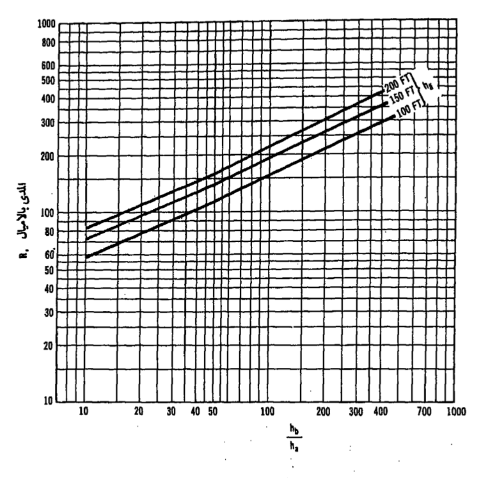
من كلا المعادلتين 11-3-2 و11-3-5 وجد أن فاصل القناة الواحدة في نظام جو / أرض هو:

$$D/R \simeq 2 \qquad 6\text{-}3\text{-}11$$

تدل المعادلة 11-3-6 إلى أننا نحتاج إلى مجموعة من مخططات اعادة استخدام ترددين في نظام الاتصال جو / أرض.

الجدول 11-3 ستة مناطق مقترحة للارتفاعات

المنطقة المدى	الارتفاع بالقدم	الارتفاع الوسطي (قدم)	نصف قطر الخلية (ميل)	فاصل المحطة الارضية للقناة الواحدة (ميل)	القدرة المرسلة في الطائرة (dB)
الاولى	تحت 2000	2000	R=77,4	D=184,78	0
الثانية	2000-5000	3500	97,8	222,61	4,86
الثالثة	5000-10000	7500	136,61	303,23	11,48
الرابعة	10000-20000	15000	187,35	404,69	17,50
الخامسة	20000-40000	30000	259,09	548,48	23,52
السادسة	40000 فاعلى	50000	330,37	690,74	27,96



الشكل 11-10

الأفق الراديوي رسم من الحسابات

الشكل 11-11 نموذج خسارة الخطوة في نظام جو/ أرض.

3-3-11 اعتبارات تصنيف الارتفاعات في مناطق ارتفاعات

بما ان نصف القطر R لخلية في نظام اتصالات جو/ أرض تابع لكل من h_b, h_a فإنـه يمكن ان يكون اكبر اذا ازداد ارتفاع h_b, h_a. وبهذه الشروط يجب ان تصنف مناطق ارتفاعات مختلفة لكي تخصص لها الترددات. اقترحت ستة مناطق في الجدول 3-11.

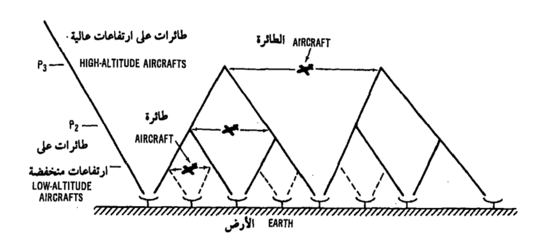
عنـدما يزداد ارتفاع الطائرة من منطقة إلى أخرى يصبح نصف قطر الخلية لنفس المحطة الارضية أكبر في المنطقة الجديدة وتكبر خسارة مسار الانتشار بسبب علو الارتفاع.

لندرس فاصل المحطات الأرضية لهذا النظام. بالرغم من أن عامل تقليل القناة الواحدة $a = D/R$ قريب من 2 دائماً فإن نصف قطر الخلية R المبين في المعادلة 6-3-11 يتغير نتيجة للارتفاع ويتغير بالتالي فاصل القناة الواحدة D وفقاً لذلك. في هذا النظام لا يستخدم فاصل القناة الواحدة D من أجل فاصل القناة الواحدة ولكن من أجل نظام جو/ أرض، بتعويض $h_a = 2000\text{ft}$, $h_b = 100\text{ft}$ في المعادلة 1-3-11 أو المعادلة 5-3-11 نحصل على:

$$R_1 = \sqrt{2 \times 2000} + \sqrt{2 \times 100} = 77.4 \text{ miles}$$

$$D_1 = 2R_1 + 30 = 184.78 \text{ miles}$$

يحسب نصف قطر الخلية والمحطة الأرضية لنفس القناة على أساس الارتفاع الوسطي لكل منطقة مثلما وضعت في الجدول 3-11. من القيم الموضوعة في الجدول 3-11 يمكن تخطيط النـظام المـوضـح في الشكل 12-11 باستخدام المواقع الأرضية المتنقلة المتـوفـرة. عنـدما تطير الطائرة بارتفاع منخفض تستخدم محطات أرضية أكثر مما تستخدم عندما تطير في مناطق عالية الارتفاع.



الشكل 11–12 تشكيلة نظام جو/ أرض

11–3–4 خطة تخصيص التردد وضبط القدرة

بما أن عامل تخفيض القناة الواحدة قريب دائماً من 2 فإنه يمكن تخصيص مجموعة واحدة فقط من الأقنية الترددية لكل منطقة. يجب استخدام محطات أرضية ملائمة لتسليم النداءات. يعتمد عدد الأقنية N في كل مجموعة أقنية ترددية على حركة اتصالات الجو. يمكن تخصيص قناة ترددية f_{IJ} من المجموعة الترددية $\{f_I\}$ للطائرة في المنطقة I . J هو رقم القناة المخصصة في تلك المنطقة حيث $1 \leq J \leq N$

تتألف كل مجموعة قنوات ترددية من N زوجاً من الترددات. لكل زوج تردد مرسل وتردد مستقبَل موافق له يخصصان للطائرة.

يكون التردد المرسل والتردد المستقبل في المحطة الأرضية بعكس ترددي الطائرة. يجب أن تفصل النطاقات الترددية المخصصة لإرسال المحطات الأرضية وإرسال الطائرات ببعد كافٍ لتجنب أي تداخل بين الإرسال والاستقبال.

يبلغ فرق القدرة المرسلة بين طائرة في المنطقة الأولى وطائرة في المنطقة السادسة 28 ديسيبل. إذا ضبطت هذه القدرة في الطائرة فإن مستقبل المحطة الأرضية لا توجد عنده مشكلة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد. ومع إرسال المحطة الأرضية فإن مستقبلات الطائرات لا توجد لديها مشكلة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد ولا حاجة إلى ضبط القدرة في المحطة الأرضية.

يستخدم فاصل المحطة الأرضية في عملية تسليم الأقنية. وبما أنه بعد تركيب المحطات الأرضية لا يمكن أن تتحرك وأن فواصل المحطات المبنية على أساس ارتفاعات مختلفة للطائرات لا يمكن أن تضبط فإن المحطات الأرضية يجب أن تفصل نظامياً وفقاً لفاصل محطة القناة الواحدة D في المنطقة الأولى (تحت 304 م أو 2000 قدم). لنفرض أن إرتفاع هوائيات المحطات الأرضية هو 30 م (100 قدم) وهو ارتفاع الهوائيات في النظام الأرضي المتنقل والذي يكون فيه فاصل الهوائي الأصغري حوالي 32 كم (20 ميلاً)، غير ان معظم فواصل الهوائيات أقل من 20 ميلاً، فهل يمكن استخدام هذه المصادر لنظام الاتصال جو / أرض؟

تخصيص الترددات لكل منطقة:

لنفترض ان حركة الاتصالات معلومة مثلاً عدد المستثمرين M = 300 في منطقة ما ولتكن المنطقة رقم I ومتوسط زمن المخابرة للمستثمر هو t = 1.76 دقيقة، نفس زمن المخابرة في النظام الارضي المتنقل. يكون حمل حركة الاتصالات A هو:

$$A = M \times \bar{t} = 300 \times \frac{1.76 \text{ min/call}}{60 \text{ min/hr}} = 8.8 \qquad 7\text{-}3\text{-}11$$

مع احتمال عدم نفاذ 2% (B = 0.02) وإذا كانت A = 8.8 فيمكن ايجاد عدد الأقنية الترددية N_I للمنطقة I من الجدول 8-1 وهي $N_I = 15$.

إذن مجموعة من 15 قناة ترددية في واحدة من المحطات الأرضية الخاصة بالمنطقة I تلزم لحمل حركة الاتصال. يمكن إعادة استخدام الـ 15 قناة ترددية هذه في الخلية التالية بالاستناد إلى نصف قطر الخلية الذي يعتمد على ارتفاع الطائرة.
مجموع عدد الأقنية الكلي في النظام هو:

$$N = \sum_{I=1}^{6} N_I \qquad 8\text{-}3\text{-}11$$

حيث يدل العدد 6 إلى 6 مناطق. عندئذ يجب تحريك محطتين أرضيتين لمسافة أقرب من 2R للحفاظ على استمرار المخابرة عن طريق تسليم نفس القناة الترددية من محطة أرضية إلى المحطة التالية.

يحدث في بعض الاحيان تداخل القناة الواحدة إذا خصصت نفس القناة الترددية لطائرتين في خليتين قريبتين والطائرتان كانتا تقتربان من بعضهما، في هذه الحالة يجب على المحطة الأرضية أن تتصل باستعلامات الأقنية الترددية من الخلية القريبة وتخصيص قناة ترددية جديدة لإحدى الطائرتين قبل أن يصلا ضمن مسافة القناة الواحدة.

ضبط القدرة

في نظام جو ـ أرض يجب أن تحل مشكلة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد في المحطة الارضية بسبب الارتفاعات المختلفة للطائرات، إن مشكلة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد يسهل تناولها جداً في هذا النظام منه في النظام الأرضي المتنقل. بما أن ارتفاع الطائرة دائماً معلوم فإن القدرة المرسلة يمكن ضبطها وفقاً لارتفاعات المناطق. أدرجت في الجدول3-11 القدرة المرسلة من الطائرة في المناطق المختلفة. جميع القدرات المرسلة في المناطق الست مقيسة بالنسبة إلى القدرة المرسلة في المنطقة الأولى وقد بينت فوارق القدرة على أساس قاعدة خسارة الفراغ الحر.

11–4 انظمة الاتصالات المتنقلة الارضية/ سواتل.

ابتدأت أنظمة الاتصالات الأرضية المتنقلة إلى السواتل تري أهميتها. يمكن أن تتوضع خدمات النظام في نطاق الترددات فوق العالية النطاق L و / أوالنطاق Ku. عند تنفيذ هذا النظام يجب أن لا تتأثر احتياجات أو متطلبات النظام الأرضي المتنقل.

سوف نناقش هنا خسارة المسار والضجيج والخفوت طويل الأجل وقصير الأجل بنظام الاتصال الأرضي المتنقل / السواتل. أما الاعتبارات الأخرى مثل حمل حركة الاتصالات والتداخل فيمكن أن توجد في كثير من كتب السواتل (مرجع رقم 8).

11–4–1 خسارة مسار الانتشار :

في اتصالات السواتل إلى الأرضية المتنقلة تعتمد خسارة المسار على الوضع النسبي للساتل في الفراغ مثال ذلك زاوية الارتفاع وزاوية الأفق - يرى الجدول4-11 زاوية ارتفاع وزاوية أفق الساتل ATC – 6 (الساتل للتطبيقات التكنولوجية – 6) مقيسة، من مدن مختلفة مبيّنة في الجدول 11–4

الجدول 11–4

زاوية ارتفاع وزاوية أفق الساتل ATC- 6 في كل مدينة (° 140 غرب ° 0 شمال)

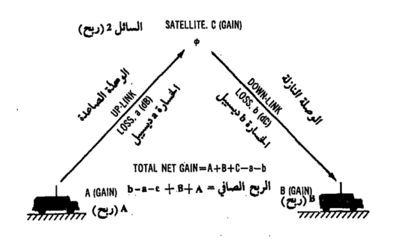
الموقع	زاوية ارتفاع الساتل (بالدرجة)	زاوية افق الساتل (بالدرجة)
شيكاغو	19	242
ديس موئيس	23	238
شيين	30	227
دنفر	32	228
بولدر	32	228
استس بارك	32	228
سولت ليك سيتي	35	219
رينو	40	210
سان فرانسيسكو	43	207

يبين الشكل 11-13 وصلة الاتصال من الوحدة المتنقلة إلى الساتل إلى الوحدة المتنقلة، يمكن الحصول على كامل الاشارة المستقبلة بأخذ القدرة المرسلة P_t وإضافة ربح الوحدتين المتنقلتين الأرضيتين والساتل لها وطرح خسارتي المسار الصاعد والمسار النازل:

$p_r = P_t + (A + B + C - a - b)$ كامل الاشارة المستقبلة

أما خسارة المسار المحسوبة من مسار الساتل - الوحدة المتنقلة (للمسار الصاعد أو المسار النازل) فهي:

خسارة المسار = خسارة خط النظر المباشر + خسارة المسار الإضافية (الناتجة عن بيئة الراديو المتنقل).



الشكل 11-13 نظام ساتل - وحدة متنقلة

خسارة خط النظر المباشر (LOS):

خسارة خط النظر المباشر = خسارة الفراغ الحر + الخسارة الناتجة عن الظروف المناخية. تؤخذ خسارة الفراغ الحر (FSL) من المعادلة 1-2-1 وتحول إلى شكل ديسيبل.

$$FLS = 36.6 + 20 \log_{10} d_1 + 20 \log_{10} f_1$$ للمسار الصاعد:

1-4-11

$$= 36.6 + 20 \log_{10} d_2 + 20 \log_{10} f_2$$ للمسار النازل:

حيث d_i بالميل و f_i بالميغاهرتز، عندما تكون $d = 22\ 200$ mi ، $f = 850$ MHz تكون FSL مساوية إلى 182 ديسيبل. إن التنبؤ النظري لخسارة مسار الفراغ الحر لأطراف أرضية ثابتة ومعزولة يمكن أن يكون ضمن أجزاء من الديسيبل. تحدد دقة التنبؤ بربح الهوائي والقدرة المرسلة واتجاه التوجيه.. إلخ.

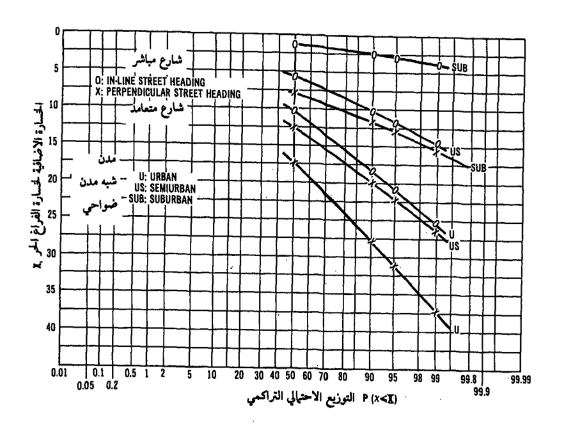
تبدأ الاشارات التي ترددها أعلى من النطاق c (5جـ هـ) بالتخامد عند سقوط المطر ووجود الضباب والسحب والثلج.. الخ. ويتزايد مع تزايد التردد، تهمل عادة خسارة المسار نتيجة للظروف المناخية عندما يكون التردد العامل أقل من 5 جـ هـ.

الخسارة الإضافية للمسار.

تحدث الخسارة الاضافية للمسار عندما يكون هوائي الوحدة المتنقلة اخفض مما يحيط به وتحجب اشارة الارسال أو الاستقبال في معظم الوقت بالمنشآت الصنعية. يمكن أن يرى ذلك في الشكل 11-14.

يتشكل الشكل 11-14 بأخذ قطع كثيرة من بيانات التغطية على نطاق صغير، كل منها بطول يساوي مئات المرات من اطوال الموجة وبنفس التأثير، مثال ذلك نفس وصلة المسار والتردد والبيئة، ثم تشكيل توزيع احتمال تراكمي باستخدام القيم الـ 90% الاعلى فقط من بيانات النطاق الصغير لهذا يمثل الشكل11-14 تغطية احصائية على نطاق واسع. يبين الشكل11-14ان المنشآت الصنعية (في المدن والضواحي. الخ) واتجاه الشارع بالنسبة لزاوية أفق الساتل هما العاملان الرئيسيان.

ان الفرق في خسارة المسار للاشارة المستقبلة في الوحدة المتنقلة بين منطقة مدن ومنطقة ضواحي عند سوية 90% (أي ان 90% من البيانات المستقبلة تقع فوق تلك



الشكل 11-14 الخسارة الاضافية للمسار في نظام اتصال ساتل/ وحدة متنقلة.

السوية) هو 8 ديسيبل. ان الفرق في خسارة المسار عند السوية 90% في منطقة ضواحي (أو مدن) مقارنة بالاتجاهات المختلفة للشوارع (باتجاه مباشر مع الساتل أو عمودية عليه) هو 9 ديسيبل، يصغر الفرق في خسارة المسار الناتج عن الاتجاهات المختلفة للشوارع عند السوية 30% ويزداد عند السوية 99% كما هو مبين في الشكل 11-14.

إن اختلافات التردد وزوايا الارتفاع ومواقع الشوارع والفص الرئيسي لحزم الاشعة لهوائيات الوحدات المتنقلة لها تأثير مهمل على خسارة المسار كما هو مبين في الجدول 11-5.

الجـدول 11–5 معلمات ذات تأثير مهمل

هوائي عمودي حزمته الاساسية باتجاه الساتل	خسارة 1 ديسبيل
الترددات بين 1,5 جـ هـ و 850 م هـ	خسارة 1,3 ديسبيل
موقع الشارع (مباشر ويبتعد)	خسارة 1,5 ديسبيل
زاوية الارتفاع (19° ـ 43°)	خسارة 1 ديسبيل

يبـين الجدول11-6 الخسارات الاضافية المختلفة في بيئات واتجاهات شوارع مختلفة عند التردد 850 م هـ وزاوية ارتفاع الساتل 32°.

الجدول 11–6 لخسارة الاضافية (ديسيبل)
(90%من بيانات التغطية على نطاق واسع)

البيئة		ضواحي	أرياف	مدن
اتجاه	مباشر	2,5	10,5	19
الشارع	متعامد	12	20	28

11–4–2 الضجيـــج

يتألف الضجيج من الضجيج الحراري والضجيج الخارجي، يتأثر الضجيج الحراري متناسباً مع درجة الحرارة المطلقة (T° كلفن) وعرض نطاق الترددات (B).

$$P_n = kTB$$

مصادر الضجيج الداخلية والخارجية هي:
على الأرض: الضجيج الشمسي، ضجيج المجرة، ضجيج الجو، الضجيج الصنعي وضجيج التجهيزات.
في الساتل: ضجيج الشمس (اذا كان موجهاً نحو الشمس $T = 10^5K$)، وضجيج المجرة، ضجيج الأرض وضجيج التجهيزات.
رقم الجدارة (G/T): بما انه مهم جداً لتجنب الخسارات وتقليل الضجيج عند طرف الاستقبال في الساتل وفي المحطة الارضية، فمن المهم ان يدخل هوائي

الاستقبال والتجهيزات الالكترونية أقل ما يمكن من الضجيج . إن كفاءة الاثنين يعبر عنها عادة بنسبة الربح إلى درجة حرارة الضجيج وتدعى رقم الجدارة .

رقم الجدارة - **Figure of merit** $= G/T$ (db/ K)

حيث G هو ربح الهوائي ومضخم التردد الراديوي (الناتج عن قطر الهوائي والتردد)، T هي درجة حرارة ضجيج نظام الاستقبال وتكون عادة في جهاز استقبال غير مبرد 316 ° كلفن (34 ° مئوية أو 109 فارنهايت) . في المحطة الأرضية يكون حجم الهوائي كبيراً $G/T > 0$ وفي محطة متنقلة $G/T < 0$ لأن حجم الهوائي المتنقل صغير.

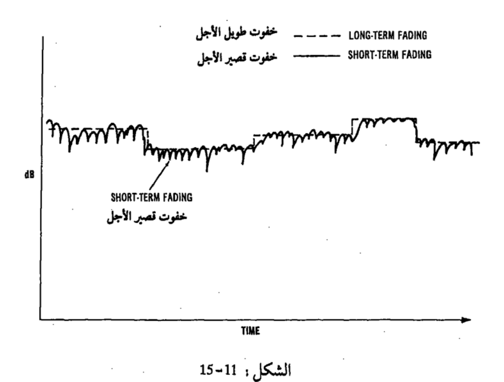
11-4-3 الخفوت

في اتصالات السواتل يمكن تصنيف ظاهرة الخفوت بأخذ نوعين: خفوت طويل الأجل وخفوت قصير الأجل . ان خصائص هذين النوعين من الخفوت تختلف عن تلك في الاتصالات الارضية المتنقلة (انظر الفصل 2) . يمكن وصف هذين النوعين من الخفوت كما يلي:

أ ـ الخفوت طويل الأجل:

ينتج الخفوت طويل الأجل عن اتجاه الشارع بالنسبة لزاوية أفق الساتل . في حالة الطريق المباشر يكون متوسط سوية الاشارة أعلى، وفي حالة التعامد يكون متوسط سوية الاشارة أقل، وتشبه سوية الاشارة تابعاً ذا قطع متدرجة بينت كغلاف للاشارة في الشكل 11-15. عندما يكون اتجاه الشارع مباشراً مع زاوية افق الساتل تكون سوية الاشارة عالية وعندما يكون متعامداً مع زاوية افق الساتل تكون سوية الاشارة منخفضة .

ب ـ الخفوت قصير الأجل: للخفوت قصير الأجل خاصيتان مختلفتان تعتمدان على اتجاه الشارع . عندما يكون اتجاه الشارع مباشراً مع زاوية أفق الساتل عندئذ توجد موجة مباشرة قوية وامواج متعددة المسارات كثيرة وخفيفة تشكل توزيع رايسيان كما هو ظاهر في منحني معدل تقاطع السوية في الشكل 11-16 أ . عندما يكون اتجاه الشارع متعامداً مع زاوية افق الساتل عندئذ توجد موجتان غالبتان احداهما مباشرة وسويتها أعلى بمقدار 5 ديسيبل عن سوية الاستقبال الكلية والأخرى باتجاه 180 ° وهي موجة منعكسة سويتها ـ 10 ديسيبل بالنسبة لسوية الاستقبال

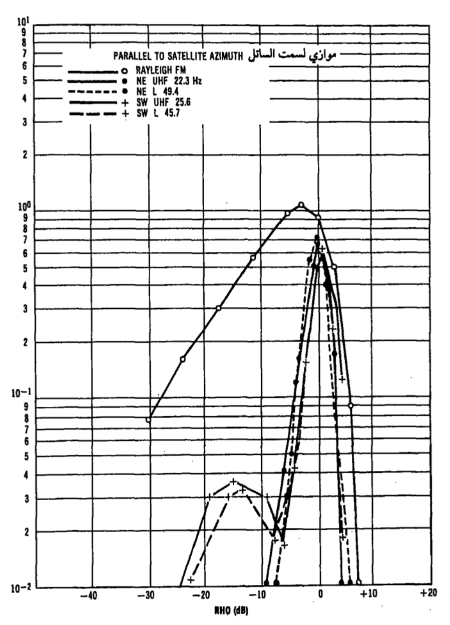


الشكل : 11-15

الخفوت طويل الأجل في اتصالات السواتل ـ الوحدات المتنقلة.

الكلية، وذلك بالإضافة إلى أمواج أخرى متعددة المسارات كما هو مبين في الشكل 11-16 ب.

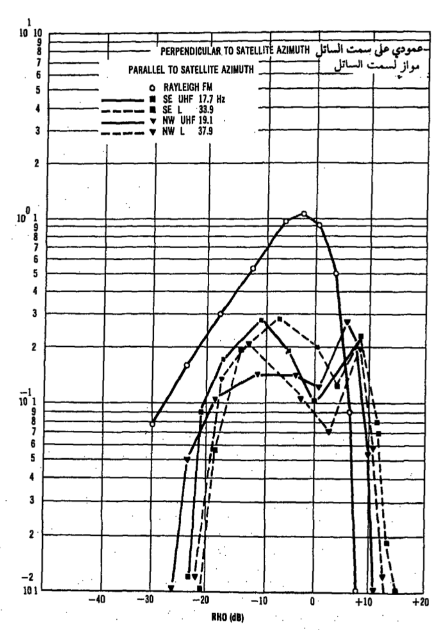
انطلاقاً من هذه المفاهيم يمكن تصميم صيغة التشوير لتقاوم أنواع الخفوت هذه.



(A) Short-term fading with an in-line street heading condition.

(أ) حالة شارع مباشر

الشكل 11-16 الخفوت قصير الأجل في حالة شارع مباشر وحالة شارع عمودي



(B) Short-term fading with a perpendicular street heading condition.

(ب) حالة شارع عمودي

11-4-4 تطبيقات

في اتصـالات السـاتل - الأرضي المتنقل وبالإضافة لتغيرات الاستقطاب الناتجة عن تأثير دوران فاراداي في الطبقة المتأينه هناك تبادلية في الاستقطاب من نوع لآخر نتيجة لبنية بيئة الراديو المتنقل. وهذا يستبعد استخدام نوعي الاستقطاب في الأمواج لزيادة سعـة الأقنية. هناك حاجة لاستخدام مخطط تنوع لمقاومة الخفوت. يمكن استخـدام التنوع الفراغي لمقاومة الخفوت قصير الأجل. وتوضع سواتل بأماكن مختلفـة لتقليل الخفـوت طويل الأجـل. إن الفوارق الأساسية بين اتصالات الساتل - الأرضي المتنقـل والاتصالات الأرضية المتنقلة هي خسارة المسار، بيئة الضجيج، وخصائص الخفوت. عندما نفهم الفوارق تصبح معايير التصميم مباشرة وتعتمد على كتب تصميم السواتل.

المراجع

REFERENCES

1. Sass, P. F., "Propagation Measurements for UHF Spread Spectrum Mobile Communications," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 32 (May 1983): 168–176.
2. Kozono, S., and K. Watanabe, "Influence of Environmental Buildings on UHF Land Mobile Radio Propagation," *IEEE Trans. Commun.* Com-25 (Oct. 1977): 1113–1143.
3. Walker, E. H., "Penetration of Radio Signals into Building in the Cellular Radio Environment," *Bell Sys. Tech. J.* 62: 9, Pt. I (Nov. 1983): 2719–2734.
4. Sakamoto, M., S. Kozono, and T. Hattori, "Basic Study on Portable Radio Telephone System Design" (Paper presented at the IEEE Vehicular Technology Conference, San Diego, CA, 1982): 279–284.
5. Lee, W. C. Y., "In Cellular Telephone, Complexity Works," IEEE Circuits & Devices, Vol. 7, No. 1., Jan. 1991, pp. 26–32.
6. Hess, G. C., "Land-Mobile Satellite Excess Path Loss Measurements," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-29 (1980): 290–297.
7. Reudink, D. O., "Estimates of Path Loss and Radiated Power for UHF Mobile-Satellite Systems," *Bell Sys. Tech. J.* 62: 8, Pt. 1 (1983): 2493–2512.
8. Spilker, J. J., Jr., *Digital Communicating by Satellite* (Prentice Hall, 1977).

ملحق
مسائل على الفصول

الفصل الأول :

1-1 تظهر خصائص الخفوت المبيّنة في الشكل 1-2 أنه عندما تزداد سرعة العربة يتغير الخفوت بسرعة أكبر ، ماهي العلاقة بين تردد الخفوت وسرعة العربة ؟

1-2 عندما تكون العربة مستقرة في بيئة متعددة المسارات فهل يلاحظ مستقبل الوحدة المتنقلة خفوت الاشارة؟

1-3 عندما تكون سرعة العربة 96 كم/سا (60 ميل/سا) وتردد العمل 850 م هـ فما هو تردد الخفوت إذا كانت العربة تسير في بيئة متعددة المسارات ؟

1-4 ماهو الفرق بين المسار الراديوي ومسار الوحدة المتنقلة ؟

1-5 لماذا لايمكن انشاء منحني خسارة المسار مباشرة من المعطيات المقيسة على المسارات الراديوية ؟

1-6 إذا كانت موجة قادمة واحدة وعمودية على منحى سير العربة فما هو تردد الخفوت ؟

1-7 ماهي ترددات الخفوت عندما تأتي موجتان بزاويتين θ_1 و θ_2 المبيّنة في الشكل م1-2 في الحالات التالية :

الحالة 1 $\theta_2 = \theta_1$

الحالة 2 $\theta_2 = -\theta_1$

الحالة 3 $\theta_1 = 0^\circ$ و $\theta_2 = 90^\circ$

1-8 لماذا ينطبق مبدأ التعاكسية على شدة الاشارة وليس على نسبة الحامل/الضجيج (C/N) ؟

1-9 يمكن الحصول على الانحراف المعياري σ_y لتوزيع احتمال تراكمي طبيعي-لوغارتمي من المعادلة 1-5-18 بمساعدة جدول التوزيع الطبيعي $P(z \leq z = 1.29) = 90\%$ تأكد أن $\sigma_y = 3.87$ من الشكل 1-11 ؟

1-10 الترددان المفصولان عن بعضهما بأكثر من عرض نطاق التماسك B_c يخضعان لخفوت اشارة غير مترابط ومختلف في مناطق الضواحي عنه في المدن . أي بيئة لها عرض نطاق تماسك B_c أكبر ؟

الفصل الثاني :

1-2 كيف يمكن الوصول الى الطول 2L المكافئ الى 20-40 طول موجة لحساب المتوسط المحلي؟.وضّح لماذا يجب الحصول على معطيات شدة اشارة بنافذة 2L ؟

2-2 كم عدد العيّنات المطلوبة من أجل 90٪ فترة ثقة =2 ديسيبل (CI=2dB 90%)؟

3-2 يلاحظ تغيير في ارتفاع تضاريس محليّة قدره 50 قدم . هل تعدّ هذه التضاريس وعرة إذا كان تردد العمل 850 م هـ وزاوية التماس 0.5 درجة (0.0087 راديان) .

مع بقاء زاوية التماس نفسها وتغيير تردد العمل الى 85 م هـ هل ستعدّ هذه التضاريس وعرة .

4-2 تحقق من معامـلات الانعكاس a_h و a_v في المعادلتين 2-3-7 و 2-3-8 على التالي أن معامل الانعكاس يقترب دوماً من (-1) بغض النظر عن نوع التضاريس.

5-2 إذا تغيّر ارتفاع الهوائي من 135 قدم الى 532 قدم فما هو ربح ارتفاع الهوائي؟ (لاحظ أنه يجب الحصول على ربح ارتفاع الهوائي باستخدام الارتفاع الفعّال للهوائي)

6-2 بمقارنة المنحنيين المبيّنين في الشكل 2-19 وضّح لماذا يكون الانحراف المعياري في التنبؤ من منطقة الى منطقة 8 ديسيبل بينما يكون في التنبؤ من نقطة الى نقطة 2-3 ديسيبل .

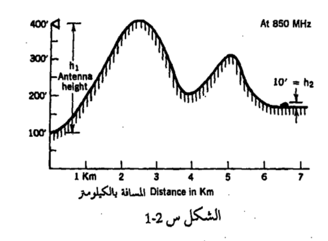
7-2 احسب خسارة الانعراج في الشكل س2-1 . افترض ظرف منطقة ضواحي .

8-2 هوائيا ارسال مبيّنان في الشكل س2-2 قدرتاهما P_1 و P_2 على التالي . على مسافة ميل واحد الاشارتان $S_1 = S_2$ ، احسب الاشارتين S_1 و S_2 المستقبلتين على مسافة 1.5 ميل (طبق قاعدة 40 ديسيبل/العقد لخسارة المسار) .

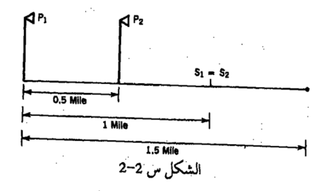
9-2 حدد الارتفاع الفعال للهوائي في الشكل س2-3 . إذا كان النظام مصمماً استناداً الى الطول الحقيقي للهوائي فما هو ربح (خسارة) ارتفاع الهوائي عند موقع الوحدة المتنقلة نتيجة الارتفاع الفعال للهوائي ؟

كم يجب أن يصبح ارتفاع الهوائي الجديد لتحقيق ربح اضافي للوحدة المتنقلة قدره 6 ديسيبل ؟

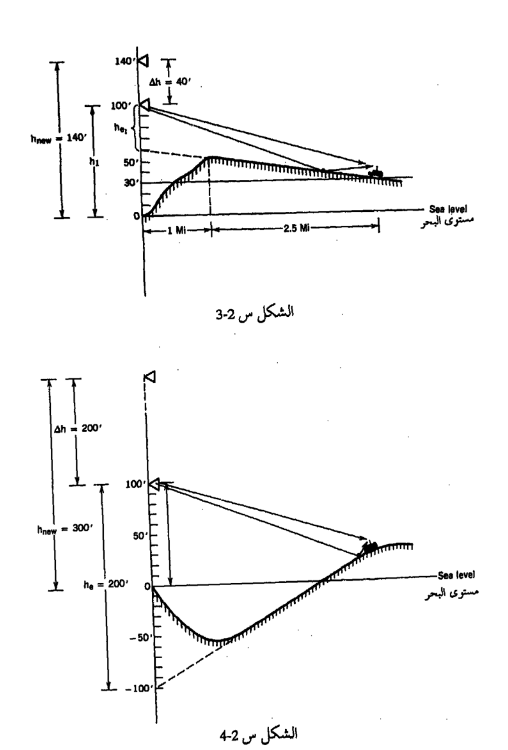
10-2 ارتفاع هوائى محطة القاعدة وموضعها وموضع الوحدة المتنقلة المبينة في الشكلين س2-3 و س2-4 هى نفسها ، أما التضاريس بين محطة القاعدة والوحدة المتنقلة فهى مختلفة. أوجد الارتفاعات الفعالة للهوائيات في الشكلين س2-3 و س2-4،ماهو ربح (خسارة) ارتفاع الهوائى عند الموقع المتنقل نتيجة للاختلاف بين الارتفاع الفعال للهوائى وارتفاعه الحقيقى ؟
إذا كانت الوحدة المتنقلة ستربح 6 ديسيبل اضافة لربح الارتفاع الحقيقى للهوائى فكم يجب أن يصبح ارتفاع الهوائي الجديد ؟



الشكل س 2-1



الشكل س 2-2



الشكل س 3-2

الشكل س 4-2

الفصل الثالث :

1-3 عندما تسير عربة بسرعة 35 ميل/سا وتستقبل الاشارة عند تردد 850 م هـ ، برهن أنّ معدّل عبور السوية عند السوية 10 ديسيبل تحت متوسط سوية القدرة هو 35 تقريباً.

2-3 ماهو معدّل عبور السوية عندما تسير العربة بسرعة 50 ميل/ساعة ؟

ماهو معدّل عبور السوية عندما تسير العربة بسرعة 80 ميل/ساعة ؟

3-3 عندما تكون سوية العتبة 3 ديسيبل تحت متوسط القدرة ، ماهو احتمال أن تكون فترة الخفوت أطول بـ 1.5 مرة من متوسط فترة الخفوتات $\bar{t}$ ؟

4-3 لتكن $P_r = 0.5$ و $\tau = 0$. باستخدام المعادلة 3-1-11 أوجد الفاصل الترددي المطلوب للتنوع الترددي في منطقة ضواحي وفي المدن .

5-3 عند اضافة مدخلي هوائيين على الوحدة المتنقلة ببساطة لايمكن تقليل خفوت الاشارة . لماذا ؟

6-3 وضّح لماذا يمكن أن يكون معامل الارتباط المطلوب بين الاشارة المرغوبة واشارة الدليل 0.5 في التعديل الترددي بينما في النطاق الجانبي الوحيد يجب أن يكون معامل الارتباط بين اشارة الدليل والاشارة المرغوبة 0.9998 كي تزال حالة الخفوت الضروري باستخدام الدليل .

7-3 تستقر طاقة التعديل الترددي العشوائي عند الترددات المنخفضة وبالذات تحت $f_{rfm} = 2v/\lambda$. إذا كانت العربة تسير بسرعة 65 ميل/ساعة ، كم يجب أن يكون تردد التعديل الترددي العشوائي الذي يمكن اهمال الطاقة فوقه ؟ يفترض أن تردد الحامل هو 850 م هـ .

8-3 عندما تسير الوحدة المتنقلة فإن كلاً من خفوت رايلي والتعديل الترددي العشوائي يؤثران في الاشارة المستقبلة عند الوحدة المتنقلة . عندما تستقر الوحدة المتنقلة ، فهل لايزال خفوت رايلي والتعديل الترددي العشوائي يؤثران في الاشارة المستقبلة ؟

9-3 إذا صمم ارسال المعطيات من أجل وحدة متنقلة فكم يجب أن يكون معدّل ارسال المعطيات الأدنى كي نتجنّب التعديل الترددي العشوائي ؟ افترض أن سرعة سير العربة 65 ميل/ساعة ؟

10-3 كم يجب أن يكون حجم المنشأة الصنعية لتعد ناثراً، مقدراً بأطوال الأمواج ؟

الفصل الرابع :

1-4 في أكفة تساوي الشدة للخلية المبينة في الشكل س4-1 ، أوجد المركز الافتراضي ومتوسط نصف القطر . كيف تقاس النسبة D/R ؟

2-4 بُنِيَ كبت تداخل القناة الواحدة على أساس C/I تساوي 18 ديسيبيل أو أكبر. إذا كانت سوية الضجيج 20 ديسيبيل تحت الاشارة (C/N=20 dB) فكم تكون النسبة $\frac{C}{N+I}$؟

3-4 للمرشاح A ميل قدره 24 ديسيبيل/الضعف وللمرشاح B ميل قدره 15 ديسيبيل/الضعف . يبعد f_2 عن f_1 مقدار 3 أمثال مسافة القناة . ماهو فاصل المسافة بين وحدة متنقلة بتردد f_2 ووحدة متنقلة بتردد f_1 ضمن الخلية إذا كانت الوحدة المتنقلة بتردد f_1 عند حدود الخلية التي نصف قطرها R ؟

افترض أن المرشاح A قد استخدم في الوحدتين المتنقلتين أولاً ثم المرشاح B.

4-4 أوجد قدرة التعديل البيني خلال محدد صارم لمدروجات الدرجتين الثالثة والخامسة .

ماهي نسبة الاشارة الى ضجيج التعديل البيني (الثالث والخامس) ؟

5-4 إذا كان في الشكل 4-1 $C_b = -100$ dBm و $N_b = -119$ dBm ولكل من مسببي التداخل الستة $I_i' = -121$ dBm أوجد قيمة :

$$\frac{C_b}{\left(N_b + \sum_{6}^{6} I_i\right)}$$

6-4 إذا كانت $C_b = -100$ dBm و $I_i' = -121$ dBm والنسبة :

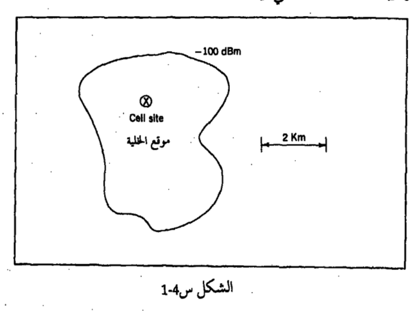
$C_b/(N_b + \Sigma_1^6 I_i) = 18$ فما هي سوية N_b ؟

7-4 إذا كانت النسبة C/N = 18dB بدون تداخل والنسبة $\frac{C}{N+I} = 15$ dB مع تداخل فكم تكون النسبة C/I ؟

8-4 إذا كانت C/N = 18dB و $C/I = 16$ dB فما هي النسبة $\frac{C}{N+I}$ ؟

9-4 أعطيت النسبة $\frac{C}{N+I} = 20$ dB والنسبة I/N=4 dB . أوجد سوية C إذا كانت سوية N تساوي 120 dBm- .

10-4 في بيئة تداخل $\frac{C}{N+I} = 20\,dB$ فإذا كانت $N = -115\,dB_m$ و $I = -113\,dB_m$ فما هي قيمة C ؟



الشكل س4-1

الفصل الخامس :

1-5 أوجد احتمال أن تقع وحدة متنقلة ضمن منطقة حلقية دائرية بين 9.6 و 11 كم (6 و 7 أميال) في خلية 11 كم وتداخل ضمن 4 كم من موقع الخلية. ماهي فرص حدوث هذه الحالة ؟

2-5 اذا كانت الوحدة المتنقلة تبعد 10 كم عن محطة القاعدة و 15 كم عن محطة تداخل القناة الواحدة أوجد نسبة الاشارة الى التداخل عند الوحدة المتنقلة ؟

3-5 اذا كانت الوحدة المتنقلة تبعد 10 كم عن موقع الخلية فكم يجب أن يبعد موقع تداخل القناة الواحدة لتكون نسبة الاشارة الى التداخل 20 ديسيبل ؟

4-5 بعد شطر الخلية N مرة يمكن انقاص القدرة المطلوبة بمقدار :

$$P_n = P_0 - N(12) \quad \text{(in dB)}$$

استنتج هذه المعادلة .

5-5 استنتج علاقة القدرة (P) بالحركة (T) $\frac{P_0}{P_n} = \left(\frac{T_N}{T_0}\right)^2$.

6-5 لتكن النسبة $\frac{C}{I} = 18\,dB$ مطلوبة فما هي النسبة D/R المطلوبة في تصميم النظام الخلوي؟

7-5 لنأخذ حالة قناتين متحاورتين تقعان على جانبي القناة المرغوبة. تبعد القناة المرغوبة 8كم والقناتان المحاورتان على بعد 16 كم. يفترض أن عزل القناة هو 15 ديسبيل بين القناتين المحاورتين فكم تكون نسبة الحامل الى التداخل المستقبلة على تردد القناة المرغوبة؟

8-5 تستقبل اشارة بتردد 850 م هـ عند وحدة متنقلة بسرعة 90كم/سا . ماهو تردد الخفوت؟

9-5 لنفترض أن نظام قفز ترددي يقفز 10 ترددات وأن تسعة ترددات لها نسبة C/I=17 dB بينما تردد واحد له نسبة C/I=9 dB . ماهي النسبة C/I الناتجة بعد القفز الترددي ؟

10-5 اذا كانت النسبة $\frac{E_b}{N_0} = 10\,dB$ والنسبة $\frac{C}{N} = 10^{-5}$ (-50 dB). استخدم المعادلة $\frac{C}{N} = \frac{E_b}{N_0} \times \frac{R_b}{B}$ لايجاد ربح العملية ($\frac{B}{R_b}$) .

الفصل السادس :

1-6 صمّم تباعد هوائي التنوع باستخدام المعادلة $\eta = h / d$ في محطة القاعدة . لماذا يجب ايجاد تباعد الهوائي من معامل الارتباط 0.7 ؟ ماذا عن $\rho = 0.2$ ؟

2-6 لماذا يكون تباعد الهوائي في محطة القاعدة أكبر عندما يكون ارتفاع الهوائي أعلى ؟ اذكر السبب الفيزيائي .

3-6 لماذا يكون تباعد الهوائي في محطة القاعدة أكبر عندما يكون توجيه الهوائيين في اتجاه الوحدة المتنقلة ؟

4-6 عندما تتحرك الوحدة المتنقلة في الحقل يقاس الارتفاع الفعال لهوائي محطة القاعدة اعتماداً على موقع الوحدة المتنقلة. في أي نوع من التضاريس يكون الارتفاع الفعال للهوائي أكبر أو أقل من ارتفاعه الحقيقي ؟

5-6 بافتراض أن ارتفاع الهوائي 100 قدم وبعد الخلية ذات القناة الواحدة 4.6 R حيث R نصف قطر الخلية ويساوي 4 أميال فما هو فرق القدرة بين الاشارة المستقبلة عند حدود الخلية وتلك المستقبلة من خلية القناة الواحدة اذا كان ميل الهوائي الى الأسفل في الشكل 6-6 هو $20°$؟

6-6 إن التباعد العمودي لهوائيي تنوع غير مرغوب به . فسِّر لماذا ؟

7-6 فسِّر طبيعة التحديد المبينة في الشكل 6-10. لماذا يحتاج التباعد العمودي الى مسافة أكبر من التباعد الأفقي للحصول على نفس معامل الارتباط ؟

8-6 استقبلت اشارتان من مستقبل بفرعيّ تنوع . معامل ارتباط الاشارتين 0.64 إذا كانت الاشارتان متساويتين في الشدة $(\Gamma_1' = \Gamma_1)$ او غير متساويتين في الشدة $(\Gamma' = 10\,\Gamma)$ فما هو احتمال أن تكون نسبة الحامل الى الضجيج أقل من -10 dB (التي هي سوية القناة الأقوى تحت متوسط قدرتها) ؟

9-6 تسلم الاشارة بسوية $30\,dB_{\mu}$ إلى مربط حمل ذي ممانعة 75 أوم .ما هي السوية المكافئة بـ dBm ؟

10-6 يعطى هوائي بارتفاع 100 قدم وتباعد تنوع فراغي 9 قدم في القاعدة . قيس ارتفاع الهوائي الفعال في محطة القاعدة بالاستناد إلى موقع الوحدة المتنقلة الحالي فكان 40 قدم.

هل يزداد ربح التنوع ؟ وكم ؟ إذا كان ارتفاع الهوائي الفعال 200 قدم فهل يزداد ربح التنوع ؟ ولماذا ؟

الفصل السابع :

1-7 فسّر لماذا تتطلب خطة التنوع الفراغي ،فيزيائياً، تباعد هوائي أكبر في محطة القاعدة وتباعد هوائي أصغر عند الوحدة المتنقلة ؟

2-7 تصل موجتان إلى الوحدة المتنقلة . احداهما عمودية دائماً على منحى سير العربة. أوجد المعادلة البسيطة التي تشرح هذه الحالة .

3-7 هل يعتمد الفاصل الترددي المطلوب لخطة تنوع ترددي على التردد الحامل ؟

4-7 وجد أن الاشارة المستقبلة بهوائي مركب على السقف أقوى بمقدار 3 ديسيبل عن الاشارة المستقبلة بهوائي مركب على زجاج العربة . ماذا سيكون تأثير الهوائي المركب على السقف في نظام صمم طبقاً للنسبة $\frac{D}{R}$ حيث R نصف قطر الخلية استناداً إلى تغطية الهوائي المركب على الزجاج ؟

5-7 جسم العربة ناقل يمكنه تغيير أنماط موجات هوائي الوحدة المتنقلة. وكذلك يمكن للهوائي المركب على الزجاج أن يستقبل اشارة ضعيفة من أمام العربة وقوية من خلفها. فهل يمكن لأنماط موجات الهوائي غير المنتظمة أن تسبب مشاكل على استقبال الوحدة المتنقلة أو مشاكل في أداء النظام ؟

6-7 برهن أن متوسط شدة الاشارة المستقبلة من هوائي موجه عند الوحدة المتنقلة ثابت بغض النظر عن عرض شعاع الهوائي الموجه .

7-7 أوجد تردد الخفوت لأربع اشارات آتية من الاتجاهات الأربعة 0° و 90° و 180° و 270°

8-7 لماذا على القدرة المستلمة من خلال خط سلكي أن يشارك فيها كامل عدد أقنية ذلك الخط السلكي بينما لاتحتاج القدرة المستلمة من الفراغ إلى هذه المشاركة؟ تستقبل كل قناة كمية القدرة نفسها بغض النظر عما تستقبله بقية الأقنية من القدرة .

9-7 لماذا تقاس خسارة السلك بالديسيبل/قدم أو الديسيبل/كم وتقاس الخسارة الراديوية بالديسيبل/الضعف أو الديسيبل/العقد ؟

10-7 إذا كان عرض شعاع هوائي موجه صغيراً جداً ، لنقل 0.3° ، فهل يمكن استخدام الديسيبل/قدم أو الديسيبل/كم للتعبير عن خسارة القدرة ؟

الفصل الثامن:

8-1 إذا كان طول كلمة 20 بته ومعدّل خطأ البتات P_e هـو 10^{-2} ومسـافة هـامنغ d هى 4 ، فما هو معدل الانذار الكاذب P_f ؟

ماذا سيكون الفرق إذا استخدمنا $P_f \approx P_e^d$.

8-2 فسّر لماذا يكون أداء الارسال بدون خطط الاعادة أسوأ في حالة الخفوت السريع عنه في حالة الخفوت البطيء . وبعد استخدام خطط الاعادة ينعكس أداء الارسال .

8-3 في نظام السبع خلايا لاعـادة استخدام الـتردد في النظـام الخلـوي توجـد 395 قنـاة صوتية تخصص لجميع الخلايا بالتساوي . إذا كان احتمـال عـدم النفـاذ 2٪ فمـا هـي الحمولة المقدمة بالارلنغ ؟ إذا كان متوسـط زمن المحادثـة (زمن الانشـغال) 100 ثانيـة فكـم عدد المكالمات التي يمكن خدمتها في ساعة الانشغال ؟

8-4 في خلية بثلاثة قطاعات تبلغ الأقنية الترددية الصوتيـة المخصصـة للخليـة 57 قنـاة. يخصص ثلث الأقنية لكل قطاع. مـاهو الحمـل المقـدم بـالارلنغ إذا كـان احتمـال عـدم النفاذ 2٪؟

8-5 في خلية 5 كم نرغب أن نعالج 2000 محادثة في الساعة. لنفـترض أن احتمـال عـدم النفاذ هو 1٪ ومتوسط زمن الانشغال 1.7 دقيقة فكم عدد الأقنية الراديوية المطلوبة ؟

8-6 لنفترض أن 60 قناة قد خصصت لخلية وأن نصف قطر الخلية 4كم واحتمـال عـدم النفاذ 2٪ ومتوسط زمن الانشغال 100 ثانية فكم يكون عـدد المستثمرين الذيـن يمكـن خدمتهم بكل 100 قدم مربع ؟

8-7 ادرس النظام الموصوف في الشكل 8-8 . تستخدم الخلية الداخلية أقنية بـ 15 ك هــ وتستخدم الخلية الخارجية أقنية بـ 30 ك هـ . مـاهى زيـادة السعة بالمقارنـة مـع خلايـا تستخدم فقط أقنية بـ 30 ك هـ ؟

8-8 في خطة المشاركة بالأقنية يبلغ عدد الأقنية الاسمية المخصصة في كل خلية 40 قنـاة، وعدد أقنية المشاركة مع الخلايا الأخرى 20 قناة ، واحتمال عدم النفاذ 2٪.

أوجد محصلة الحمل المقدم وقارن بين الأحمال المقدمة في خطط المشاركة وخطـط عـدم المشاركة .

8-9 استنتج المعادلة 8-4-7 . إذا كانت A = 40 ارلنغ ، B = 0.02 فما هي القيـم المقـدرة لـ N_1، N_2 ؟

8-10 استنتج المعادلة 8-4-12 وبرهن أن المعادلة 8-4-15 صحيحة دائماً .

الفصل التاسع :

9-1 إذا تضاعف التردد الحامل فكم تبلغ خسارة الانتشار الإضافية من زيادة التردد؟

9-2 إذا كان عرض نطاق اشارة عريضة النطاق ثلث التردد الحامل فماذا تكون خسارة الانتشار الإضافية ؟

9-3 إذا كان عرض النطاق 1.23 م هـ وامتداد وقت الانتشار في منطقة ضواحي 0.5 ميكرو ثانية فما هو العدد الفعال M لفرعات التنوع التي تتأثر بالاشارة المستقبلة مقارنة مع اشارة بعرض نطاق 30 م هـ

9-4 ينتشر عرض نطاق اشارة بتتابع مباشر من 10 ك هـ الى 10 م هـ ، ماهو ربح العملية ؟ هل ربح العملية هو ربح حقيقي أم أنه يتحقق فقط عند ظهور التداخل ؟

9-5 في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الزمني مصمم حديثاً بالاعتماد على نوعية الصوت المقبولة،تكون النسبة C/I المطلوبة 14 ديسيبل وعرض نطاق القناة 30 ك هـ بشقي زمن . ماهي السعة الراديوية لهذا النظام ؟

9-6 في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز تبلغ النسبة المطلوبة $\frac{E_b}{I_0} = 7$ dB وربح العملية 22 ديسيبل. إذالم يتواجد ضبط قدرة أمامي فكم تكون أقنية المحادثات المتوفرة ؟

9-7 قارن بين السعات الراديوية لنظامين يشغل كل منهما النطاق نفسه يطلب من أحدهما نسبة $\frac{C}{I} \geq 22$ dB وعرض نطاق قناة 16 ك هـ ومن الآخر نسبة $\frac{C}{I} \geq 15$ dB وعرض نطاق قناة 35 ك هـ.

9-8 يستخدم نطاق 1.23 م هـ لنظام تماثلي بأقنية 30 ك هـ و $(C/I)_s \geq 18$ dB ويستخدم النطاق نفسه لنظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز مع $\frac{E_b}{I_0} \geq 8$ dB وربح عملية 22 ديسيبل . ضبط القدرة الأمامي في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز غير مطبق. إذا استخدم كل من النظامين الخلايا ذات القطاعات الثلاثة فما هي نسبة السعات الراديوية لهذين النظامين ؟

9-9 إذا كان امتداد وقت الانتشار في بيئة ما كبيراً جداً، لنقل Δ تساوي 30 ميكرو ثانية ، عرض نطاق الاشارة ضيّقة النطاق B = 30 KHz فهل لاتزال فروع تنوع النطاق العريض الفعالة المقربة في المعادلة 9-3-15 قابلة للتطبيق ؟ ما هو شرط تحقق المعادلة 9-3-15 ؟

10-9 هل تزداد فرعات التنوع الفعالة في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز في مناطق المدن أكثر منها في مناطق الضواحي ؟

الفصل العاشر :

1-10 ماهو الفرق بين نظام الخلية الصغرية التقليدي ونظام الخلية الصغرية الجديد ؟

2-10 يتألف نظام الخلية الصغرية الجديد من ثـلاث منـاطق. بالاستناد الى حـل نـاخب المنطقة متساوية الاتجاهات المبين في الشكل 10-2 أوجد النسبة C/I في النظام .

3-10 لماذا يمكن تحسين كل من نوعية الصوت ومعامل اعادة استخدام التردد في الوقـت نفسه في نظام الخلية الصغرية الجديد ؟

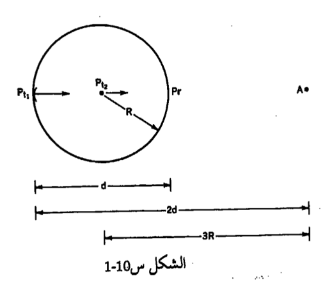
4-10 لماذا يكون نظام الخلية الصغرية ملائماً للوحدات المتنقلة ؟

5-10 ماهو نظام تسليم اشارة الخلية الصغرية ؟

6-10 في حل ناخب المنطقة محرضة الطرف المبين في الشكل 10-3 أوجـد النسـبة C/I في النظام .

7-10 هل تُقيَّد السعة الراديوية إذا كانت سعة التوصيل الاجماليـة محـدودة؟ هـل يتحـدد نظام الخلية الصغرية الجديد؟

8-10 تستقبل شدة الاشارة P_r من موقع منطقة محرضة الطرف P_{t1} عند حـد المنطقـة على مسافة d . إذا حل مكان هذا الموقع موقع منطقة متساوية الاتجاهات ، نصف قطر المنطقة R = d/2 ، واستقبلت شدة الاشارة P_r نفسها عند الحد R فما العلاقة بـين P_{t1} و P_{t2} ؟ عند النقطة التي تبعد 2d عـن P_{t1} و 3R عـن P_{t2} . أيّ مـن الموقعـين P_{t1} أو P_{t2} سيتداخل أكثر من الآخر ؟ (انظر الشكل س10-1) .



الشكل س10-1

9-10 لماذا يمكن القول أن نظام الخلية الصغرية الجديد شفاف بالنسبة لأية تجهيزات موقع خلية ؟

10-10 أعطيت 60 قناة خصصت إما لنظام خلية صغرية أو لنظام خلية عامة ، احسب السعات الراديوية لكلا النظامين بما فيها مردود التوصيل .

الفصل الحادي عشر :

1-11 لاتمام محادثة هاتفية خلوية يطلب أربعة ترددات . إذا كانت الترددات الأربعة تعمل في بيئة خفوت انتقائي لماذا لايتأثر أداء المحادثة في الوحدات المتنقلة ولكن يتأثر أداء المحادثة في الوحدات المحمولة ؟

2-11 لنفترض أن جميع أقنية الترددات الأربعة لها متوسط القدرة نفسه عند استقبالها في الوحدة المحمولة. تبلغ النسبة المئوية لأحد الأقنية فوق سوية العتبة وهي 10- ديسيبل (10 ديسيبل تحت سوية متوسط القدرة) حوالي 90٪ . ماهي النسبة المئوية إذا كانت جميع الأقنية الأربعة المستقطة فوق العتبة ؟

3-11 هل يمكن استخدام التغطية الأرضية للوحدة المحمولة لتصميم نظام وحدة محمولة ؟ كيف ترسم التغطية بالأبعاد الثلاثة لنظام وحدة محمولة ؟

4-11 يختلف نفاذ الاشارة في الأبنية باختلاف المدن ، لماذا ؟

5-11 يمكن لاتصالات جو–أرض أن تستخدم الأقنية وحيدة النطاق لكن اتصالات أرض–وحدات متنقلة لايمكنها ذلك، لماذا؟

6-11 إذا كان ارتفاع برج هوائي 200 م وارتفاع هوائي وحدة متنقلة 3 م فكم يبلغ الأفق الراديوي ؟

7-11 في نظام اتصالات ساتل يستخدم ساتلاً مستقراً بالنسبة للأرض عند منطقة خط عرض عالي (بعيدة عن خط الاستواء) بيّن أن الاشارة المستقبلة من اتجاه الساتل أقوى من الاشارة المستقبلة من اتجاه شارع متعامد .

8-11 في نظام ساتل مستقر بالنسبة للأرض، ماهي علاقة مدار الساتل بالنسبة للأرض؟

9-11 ماهو زمن التأخير لاستجابة ساتل مستقر بالنسبة للأرض بعد أن يرسل اشارة الى الساتل ؟

10-11 ماهو ارتفاع ساتل يُرى في السماء مرتين في اليوم وماهو زمن تأخر الاستجابة بعد ارسال إشارة الى الساتل ؟

مسرد المصطلحات

A

Abscissa	احداثي أفقي (احداثي السينات)
Adaptability	تَكَيُّفِيَّة
Allowance	سماح
Amplitude	اتساع
Analog	تماثلي
Array	صفيف
Assignment	تخصيص
Attenuation	توهين (تخامد)

B

Band	نطاق
Baseband	نطاق أساسي
Bias	انحياز
Binary	ثنائي
Bit	بته
Block	كتلة - سد - عدم النفاذ
Block probability	احتمالية عدم النفاذ
Broadside	مستعرض - عرضي - جانبي - عريض
Buffer	حائل - وسيط
Buffer srtore	مخزن حائل

Burst	رشقة
Burst error	أخطاء الرشق

C

Cell	خلية
Cellular	خلوي
Cellular concept	المفهوم الخلوي
Code	رمز - شفرة
Chip	جذاذة - رقاقة - شِبّة
Coded	مرمَّز - مشفَّر
Coder	مرمِّز - مشفِّر
Coding	ترميز - تشفير
Coherence	تماسك
Coherence band	نطاق التماسك
Coherence band width	عرض نطاق التماسك
Coherent	متماسك
Combiner	مِضمام - مجمِّع
Combining	ضمّ - جمّع
Components	مُركّبة - مُركّبات
Configuration	تشكيلة
Contour	كفاف - ج أكِفّة
Conversion	تحويل
Correlation	ارتباط

Correlator	رابوط
Coupler	قارن
Coupling	اقتران
Criterion	معيار
Crossing	تقاطع
Cross product	جداء متجهي - ضرب تصالبي
Crosstalk	لغط

D

Data	معطيات - بيانات
Decade	عقد
Delay	تأخر
Delay spread	تمديد التأخُّر - وقت الانتشار
Despread	فك النشر
Detect	يكشف
Detection	كشف
Detector	مكشاف
Diffuse	ينتشر
Diffused Reflected wave	موجة منعكسة انتشاراً
Digit	رقم
Digital	رقمي
Digitize	يُرَقْمِن
Digitzed	مُرَقْمَن

Digitizing, Digitization	رقمنه
Dipole	ثنائي الأقطاب
Dispersion	تشتت
Dispersive	مشتّت
Distortion	تشوه
Disturbance	اضطراب
Diversity	تنوع
Duration of fade	مدة (فترة) الخفوت

E

Efficiency	كفاءة - مردودية
Energy	طاقة
Envelope	غلاف
Environment	بيئة - محيط
Environmental	بيئي - محيطي
Ergodic	ارغودي - صادق التمثيل افتراضاً
Equalizer	مسوّي - مُستوٍ

F

Fade	خفوت
Fading	خفوت
Field	حقل
Fluctuation	تأرجح - تراوح

Format	نسق
Forword link	وصلة أمامية
Frame	رتل - اطار
Frequency	تردد
Frequency Division Multiplexing F.D.M	تعدد الارسال بالتقسيم الترددي
Frequency hopping	قفز ترددي
Function	تابع - دالة - وظيفة
Functional	وظيفي

G

Gain	كسب - ربح
Guard-time	وقت الحراسة - زمن الحماية

H

Hand off	تبديل القناة
Hard	قاسي - صلب - صارم
Hard limiter	محدد صارم
Hardware	عتاد
Humming	همهمه
Hybrid	هجين - قارن هجين

I

Impedance	ممانعة

Inline	مباشرة
Input	دخل - مدخل
Interfernce	تداخل
Interferer	متدخل (مسبب التداخل)
Intermodulation	تعديل بيني - تشكيل بيني
Inter symbol	بين الرموز
Inter- symbol interference	تداخل بين الرموز
Intrinsic	ذاتي - مميز
Intrisic impedance	ممانعة ذاتية/مميزة

L

Lead	تقدم
Level	سوية - مستوى
Link	وصله
Lobe	فص
Lag	تخلف - تأخر
Long - term	طويل الاجل
Loss	خسارة

M

Macro cell	خلية رئيسية
Majority-voting	تصويت الغالبية
Man - made	صنعي - اصطناعي
Man-made noise	ضجيج اصطناعي

Mask	حجاب - قناع
Match	يوائم
Matching	مواءمة
Mean	متوسط
Merit	جدارة
Merit figuer	رقم الجدارة
Micro cell	خلية صغريَّة
Mode	أسلوب
Model	نموذج
Modulation	تعديل - تشكيل

N

Noise	ضجيج - ضوضاء
Normalization	تَقْييس - تَطْبيع
Normalize	يُقَيِّس - يُطَبِّع
Normalized	مُقَيَّس - مُطَبَّع
Notch	ثلمة

O

Octave	ضعف
Optimum	أمثل
Output	خرج - مخرج
Over lapping	تراكب

P

Parameter	مَعْلَمَة
Parity	تعادلية – تطابق
Path	مسار – مسير
Pattern	نمط – نموذج
Peak	ذروة – قمة
Penetration	اختراق
Performance	أداء
Personal communication service	خدمة الاتصالات الشخصية
Power	قدرة
Pointing	تسديد
Procedure	اجراء
Propagation	انتشار
Propagation delay	تأخر الانتشار
Propagation loss	خسارة الانتشار

R

Range	مدى
Reciprcal	مقلوب – عكسي – تبادلي
Reciprocity	تبادلية
Regular	نظامي
Relay	مرحِّل
Relaying	ترحيل

Site	موقع
Slot	شق
Soft	ليّن - مرن
Software	برامج
Spacing	مباعدة
Spatial - domain	المجال الحيزي/الفراغي
Specular reflected wave	موجة منعكسة مرآوياً
Split	شطر - انشطار
Spot beam antenna	هوائي بقعي الاشعاع
Spread	نشر - امتداد
Spread spectrum	طيف ممتد/منتشر
Spurious	هامشي - زائف
Spurious emission	بث هامشي/زائف
Standard	قياسي - مرجعي
Standing wave	موجه مستقرة
Stream	انسياب - دفق
Suppression	كبت
Switch	مبدل
Switching	تبديل

T

Terrain	تضاريس الأرض
Throughput	انتاجية - تدفق

Response	استجابة
Reverse link	وصلة عكسية
Root-Mean-Square R.M.S.	جذر متوسط التربيع
Run	تدفق - دفقة

S

Sample	عينه
Sampled	مُعْتان
Sampling	اعتيان
Satellite	ساتل - تابع صنعي
Scale	تدريج - مقياس
Scatter, Scattering	انتشار
Scattered	متناثر
Scatterer	ناثر
Sequence	سلسلة - تتابع
Sectorization	تجزيء
Seperation	فصل
Short-term	قصير الاجل
Selector	ناخب
Signal	اشارة
Signalling	تشوير
Simulcast	البث/الارسال بآن واحد
Single-side-band-modulation S.S.B.M.	تعديل/تشكيل نطاق جانبي وحيد

تعدد الارسال بالتقسيم الزمني

Time division multiplexing T.D.M

Time delay spread امتداد وقت الانتشار (نشر التأخير)

Time domain المجال الزمني

Transient عابر

Transponder مرسل مستجيب

Typical نموذجي - نوعي

V

Variance تغير - تفاوت - تباين

Vector متجه

W

Weighting موازنة - ترجيح

White noise ضجيج أبيض - ضوضاء بيضاء

Wide band نطاق عريض

الفهرس

الفصل الأول

الصفحة

الفصل الثاني

الفصل الثالث

الفصل الرابع

الفصل الخامس

الفصل السادس

الفصل السابع

الفصل الثامن

الفصل التاسع

الفصل العاشر

الفصل الحادي عشر





السّعر 20 U.S $ أومايعادلها